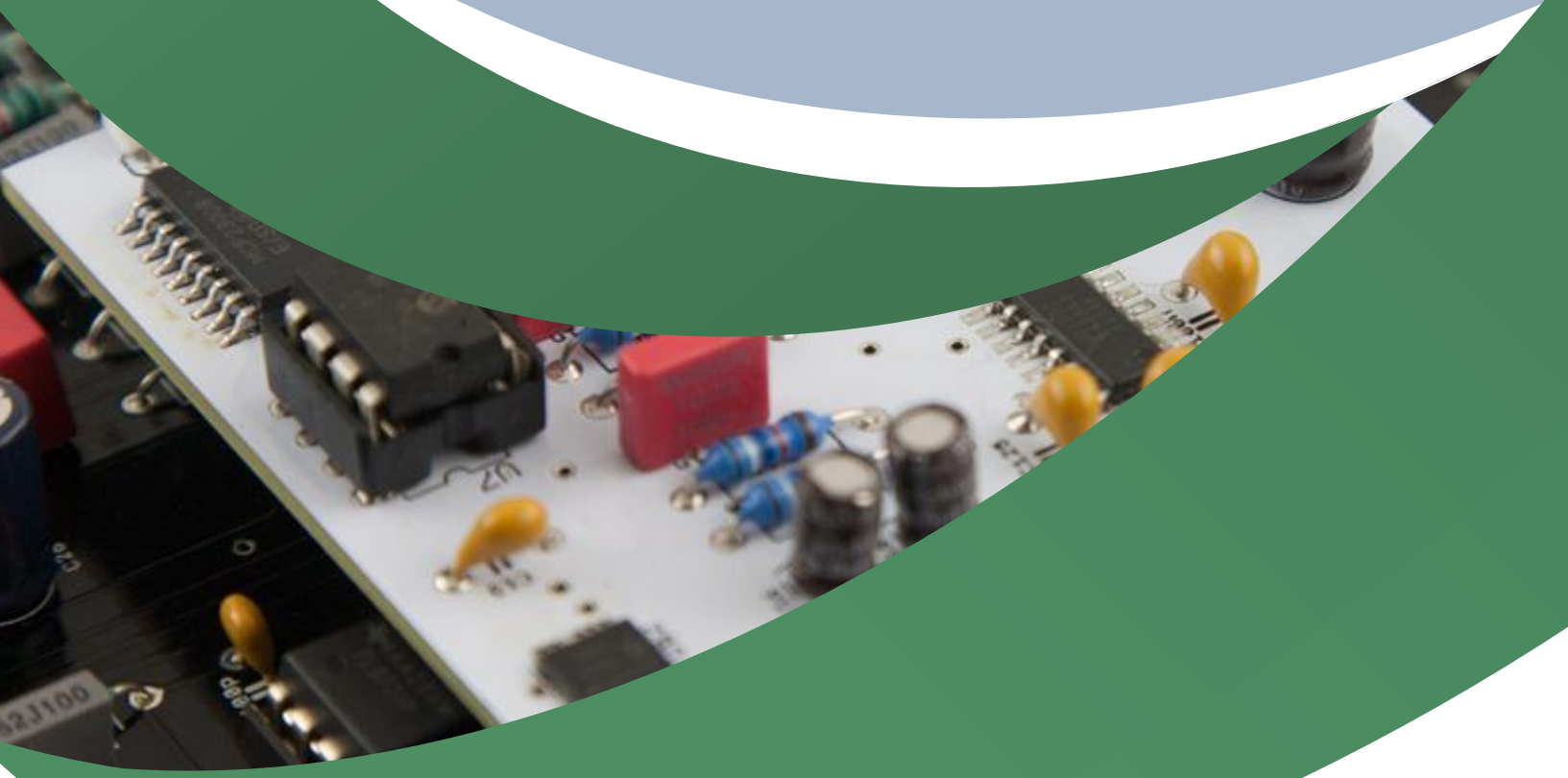
Électronique analogique 2

Première édition



Claude Théorêt, ing., M.Ing.
Copyright © 2024

Électronique analogique

La reproduction, totale ou partielle, de ce document est strictement interdite sans l'autorisation préalable de l'auteur.

Illustration de couverture : Images libres de droits.

RÉDACTION, 2023-2024.
Claude Théorêt

DESSINS ET CONCEPTION GRAPHIQUE.
Claude Théorêt

RÉVISION TECHNIQUE, juillet 2024.
Claude Théorêt

RÉVISION LINGUISTIQUE.
…

Copyright © 2024 Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Table des matières

Chapitre 1 Les semi-conducteurs 1

1.1 Introduction 1

1.2 Matière 3

1.2.1 Structure atomique 3

1.2.2 Classification des éléments 4

1.2.3 Conduction électrique des éléments 5

1.2.4 Énergie d'un électron 6

1.2.5 Théorie des bandes 6

1.3 Isolants, conducteurs et semi-conducteurs 8

1.3.1 Classification des corps solides 8

1.3.2 Isolants 9

1.3.3 Semi-conducteurs 9

1.3.4 Conducteurs 9

1.3.5 Impact de l'écart énergétique 10

1.4 Semi-conducteur intrinsèque 11

1.4.1 Introduction 11

1.4.2 Fabrication des semi-conducteurs 11

1.4.3 Structure atomique du silicium et du germanium 12

1.4.4 Liaison atomique 13

1.4.5 Conduction dans les semi-conducteurs 14

1.4.6 Recombinaison 16

1.4.7 Courant d'électrons et courant de trous 17

1.4.8 Conclusion 18

1.5 Semi-conducteur extrinsèque 20

1.5.1 Dopage 20

1.5.2 Semi-conducteur de type N 20

1.5.3 Semi-conducteur de type P 23
1.5.4 Interprétation du dopage par la théorie des niveaux d'énergie 26
1.6 Étude théorique de la jonction 30
1.6.1 Introduction 30
1.6.2 Effet de la jonction PN 30
1.6.3 Barrière de potentiel 33
1.6.4 Jonction PN polarisée en direct 34
1.6.5 Jonction PN polarisée en inverse 36
1.6.6 Effet de claquage 38
1.7 Influence de la température sur la jonction PN 42
1.7.1 Influence de la température sur la barrière de potentiel 42
1.7.2 Influence de la température sur le courant en direct et inverse 43
1.7.3 Influence de la température sur la tension de claquage 43
1.8 Propriétés fondamentales d'une jonction PN théorique 44
1.8.1 Résistance équivalente en continu ou résistance statique. 44
1.8.2 Résistance dynamique 45
1.8.3 Capacité de jonction 47
1.8.4 Phénomènes transitoires dans une jonction PN 49
1.8.5 Résumé des propriétés fondamentales 52
1.9 Conclusion 53
1.10 Exercices de révision 54
1.10.1 Exercices – Les semi-conducteurs 54

Chapitre 2 Les diodes - Caractéristiques 55

2.1 Introduction 55
2.2 Diode à jonction PN 57
2.2.1 Introduction 57
2.2.2 Symbole et construction 57
2.2.3 Types de boitiers 58

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

2.2.4 Polarisation directe d'une diode 60
2.2.5 Courbe caractéristique de la diode en polarisation directe 61
2.2.6 Polarisation en inverse d'une diode 62
2.2.7 Courbe caractéristique de la diode en polarisation inverse 63
2.2.8 Équation de Shockley 64
2.2.9 Courbes I_D vs V_D 66
2.2.10 Influence de la température sur la barrière de potentiel 67
2.3 Caractéristiques et paramètres importants des diodes 68
6.1.1 Limites de fonctionnement des diodes 68
2.3.1 Caractéristiques d'utilisation 69
2.3.2 Limite de puissance 70
2.3.3 Dissipation thermique 71
2.4 Fiches techniques des diodes 72
2.4.1 Aperçu général 72
2.4.2 Caractéristiques générales de la diode 73
2.4.3 Caractéristiques limites (*Absolute maximum rating*) 74
2.4.4 Caractéristiques d'utilisation (*Electrical characteristics*) 75
2.4.5 Caractéristiques thermiques (*Thermal characteristics*) 76
2.4.6 Exemple d'analyse d'une fiche technique 77
2.5 Résistance d'une diode 79
2.5.1 Introduction 79
2.5.2 Résistance d'une diode polarisée en direct 80
2.5.3 Résistance d'une diode polarisée en inverse 83
2.5.4 Résistance série R_B et la résistance directe 84
2.5.5 Calcul de la résistance série r_B 85
2.6 Droite de charge d'une diode 86
2.6.1 Droite de charge 86
2.6.2 Équation de la droite de charge 86
2.6.3 Exemple 87

2.6.4 Point de fonctionnement statique (Q) 88
2.7 Circuits équivalents de la diode 89
2.7.1 Prémisse 89
2.7.2 Première approximation – la diode idéale 89
2.7.3 Deuxième approximation – la diode avec seuil 90
2.7.4 Troisième approximation – la diode réelle 91
2.7.5 Exemples sur les circuits équivalents de la diode 93
2.7.6 Modèle d'une diode à haute fréquence 98
2.7.7 Temps de recouvrement inverse d'une diode 98
2.8 Test de fonctionnement d'une diode 99
2.8.1 Introduction 99
2.8.2 Vérification d'une diode en mode diode 99
2.8.3 Vérification d'une diode en mode résistance 100
2.9 Exercices de révision 101
2.9.1 Exercices – Circuits à diodes à jonction 101

Chapitre 3 Les diodes spéciales 105

3.1 Introduction 105
3.2 Diode électroluminescente (*DEL*) 107
3.2.1 Historique 107
3.2.2 Symbole et construction 108
3.2.3 Caractéristiques de la *DEL* 109
3.2.4 Fiches techniques d'une *DEL* 110
3.2.5 Couleurs des *DEL* 112
3.2.6 Différents types de *DEL* 115
3.2.7 Branchement typique d'une *DEL* 116
3.2.8 Intensité lumineuse des *DEL* 119
3.2.9 Conception de circuits à *DEL* 120
3.2.10 Réseau de *DEL* 127

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

3.2.11 Afficheurs à sept segments 127
3.2.12 Diodes électroluminescentes tricolore 129
3.3 Diode Zener 131
3.3.1 Symbole et construction 131
3.3.2 Caractéristiques de la diode Zener 132
3.3.3 Phénomène de claquage 133
3.3.4 Résistance dynamique de la diode Zener 134
3.3.5 Circuit équivalent de la diode Zener 134
3.3.6 Influence de la température 135
3.3.7 Coefficient de température de la diode Zener 136
3.3.8 Caractéristiques et paramètres de la diode Zener 137
3.3.9 Puissance nominale 138
3.3.10 Fiche technique de la diode Zener 140
3.3.11 Circuit de base 141
3.3.12 Analyse du circuit de base 142
3.4 Diode Schottky 145
3.4.1 Schéma et construction 145
3.4.2 Caractéristiques de la diode Schottky 146
3.5 Photodiode 147
3.5.1 Symbole et construction 147
3.5.2 Principe de fonctionnement 147
3.5.3 Caractéristiques de la photodiode 148
3.5.4 Circuit de base 149
3.6 Diode de puissance 150
3.6.1 Symbole et construction 150
3.6.2 Caractéristiques de la diode de puissance 150
3.6.3 Choix et Considérations de Conception 151
3.6.4 Fiche technique de la diode de puissance 152
3.6.5 Types de diodes de puissance 153

3.7 Conclusion 154
3.8 Exercices de révision 155
3.8.1 Exercices – Circuits à *DEL* 155
3.8.2 Exercices – Circuits à diode Zener 156

Chapitre 4 Les diodes - Applications 159

4.1 Introduction 159
4.2 Différents types de courants - Définitions 161
4.2.1 Courant continu 161
4.2.2 Courant alternatif 161
4.2.3 Période et fréquence 163
4.2.4 Propriétés des grandeurs sinusoïdales 163
4.3 Blocs d'alimentation 167
4.3.1 Introduction 167
4.3.2 Type de bloc d'alimentation à courant continu 168
4.3.3 Catégories de bloc d'alimentation à courant continu 168
4.4 Transformateur 169
4.4.1 Types de transformateurs 169
4.4.2 Spécifications électriques 170
4.4.3 Rendement d'un transformateur 172
4.5 Circuits redresseurs à diodes 173
4.5.1 Critère de performance des redresseurs 173
4.5.2 Circuit redresseur demi-onde (ou simple alternance) 177
4.5.3 Redresseur pleine onde (ou double alternance) 183
4.5.4 Redresseur pleine onde avec un transformateur prise médiane 184
4.5.5 Redresseur pleine onde réalisé avec un pont de diodes 189
4.5.6 Redresseur pleine onde bipolaire 194
4.5.7 Redresseur triphasé à diodes 196
4.5.8 Conclusion 197

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

4.6 Filtrage 198
4.6.1 Principe du filtrage par condensateur 198
4.6.2 Tension d'ondulation (ou de ronflement) 200
4.6.3 Évaluation de la tension moyenne (redresseur simple alternance) 201
4.6.4 Évaluation du taux d'ondulation (redresseur simple alternance) 203
4.6.5 Forme d'onde aux bornes de la diode redresseuse 205
4.6.6 Tension d'ondulation (redresseur double alternance) 207
4.6.7 Évaluation de la tension moyenne (redresseur double alternance) 208
4.6.8 Évaluation du taux d'ondulation (redresseur double alternance) 209
4.6.9 Calcul de la capacité de filtrage 211
4.7 Circuits de régulation de tension 216
4.7.1 Introduction 216
4.7.2 Régulateur simple à diode Zener 216
4.7.3 Régulateurs de tension fixe à circuit intégré 220
4.7.4 Détermination de la tension d'entrée 221
4.7.5 Régulateur de tension ajustable à circuit intégré 223
4.7.6 Protection pour les régulateurs à circuit intégré 225
4.8 Circuits divers 226
4.8.1 Circuits limiteurs ou écrêteurs 226
4.8.2 Diodes de roue libre 230
4.8.3 Circuits de protection à diodes 231
4.8.4 Fonctions logiques à diodes 231
4.9 Conclusion 231
4.10 Exercices de révision 232
4.10.1 Exercices – Circuits redresseurs 232
4.10.2 Exercices – Circuits redresseurs avec filtrage 234

Chapitre 5 Les transistors BJT – Les caractéristiques 237

5.1 Introduction 237

5.2 Description sommaire du transistor 239
5.2.1 Structure physique d'un transistor 239
5.2.2 Dopage 240
5.2.3 Transistor au repos 241
5.3 Fonctionnement 242
5.3.1 Polarisation normale des jonctions 242
5.3.2 Effet transistor 244
5.3.3 Relation entre les courants du transistor 247
5.4 Propriétés fondamentales du transistor à jonctions 251
5.4.1 Montage expérimental 251
5.4.2 Caractéristiques de la jonction B-E 251
5.4.3 Courbes I_C vs V_{CE} 253
5.4.4 Région de saturation 254
5.4.5 Région de coupure 254
5.4.6 Région d'opération 255
5.4.7 Bêta en fonction de *Ic* et de la température de la jonction 255
5.4.8 Tension de rupture 256
5.4.9 Puissance dissipée maximale 257
5.4.10 Courbe d'équipuissance 258
5.4.11 Facteur de réduction de puissance 259
5.4.12 Température de la jonction maximale 261
5.5 Brochage et type de boîtier des transistors BJT 263
5.5.1 Brochage du transistor 263
5.5.2 Type de boîtier des transistors 264
5.5.3 Exemple de caractéristiques d'un transistor bipolaire 264
5.6 Tests des transistors bipolaires 266
5.6.1 Test d'un transistor avec la fonction « *hfe* » d'un multimètre 266
5.6.2 Test d'un transistor avec la fonction « *diode* » d'un multimètre 266
5.6.3 Analyseur de semi-conducteur 269

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

5.7 Conclusion 270
5.8 Exercices de révision 271
5.8.1 Exercices – Les caractéristiques du transistor bipolaire 271

Chapitre 6 Les transistors BJT - La polarisation 273

6.1 Introduction 273
6.2 Concepts de la polarisation 275
6.2.1 Généralités 275
6.2.2 Principe général de la polarisation 276
6.2.3 Droite de charge statique 277
6.2.4 Procédure de réalisation d'une droite de charge 277
6.2.5 Incidence de la température sur un transistor 282
6.3 Polarisation d'un transistor par courant de base 284
6.3.1 Polarisation par courant de base avec une seule source d'alimentation 284
6.3.2 Méthodes de calcul 284
6.3.3 Effet du bêta et de la température sur le circuit 287
6.4 Polarisation par réaction de l'émetteur 290
6.4.1 Concept de réaction de l'émetteur 290
6.4.2 Méthodes de calcul 290
6.4.3 Effet du bêta et de la température sur le circuit 294
6.5 Polarisation par diviseur de tension 297
6.5.1 Polarisation de la jonction base-émetteur par une tension 297
6.5.2 Méthode de calculs précise pour déterminer I_E 298
6.5.3 Méthode de calculs approximatifs pour déterminer I_E 303
6.5.4 Effet du bêta et de la température sur le circuit 305
6.6 Polarisation par réaction du collecteur 308
6.6.1 Concept de réaction du collecteur 308
6.6.2 Méthodes de calcul 309
6.7 La polarisation d'un transistor PNP 311

6.7.1 Sens des courants et des tensions 311
6.7.2 Exemple d'analyse d'un circuit avec transistor PNP 311
6.7.3 Circuit avec représentation inversée des transistors PNP 316
6.7.4 Méthodes de calcul d'un circuit avec représentation inversée d'un transistor PNP 317
6.8 Circuit à plusieurs étages 324
6.8.1 Introduction 324
6.8.2 Circuit à couplage par condensateur 324
6.8.3 Circuit à couplage direct 326
6.9 Conclusion 336
6.10 Exercices de révision 337
6.10.1 Exercices – Les transistor bipolaires en régime statique 337

Chapitre 7 Les transistors BJT - Les amplificateurs 347

7.1 Introduction 347
7.2 Amplificateur 349
7.2.1 Principe de l'amplificateur 349
7.2.2 Gain d'un amplificateur 349
7.2.3 Amplificateur en cascade 351
7.2.4 Impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur 352
7.2.5 Diagramme fonctionnel 353
7.2.6 Réponse en fréquence d'un amplificateur 356
7.2.7 Distorsion de l'amplificateur 358
7.3 Classes d'opération 362
7.3.1 Classe d'opération A 362
7.3.2 Classe d'opération B 363
7.3.3 Classe d'opération AB 364
7.3.4 Classe d'opération C 365
7.4 Transistor en régime dynamique (alternatif) 366
7.4.1 Circuit équivalent en régime dynamique 366

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

7.4.2 Droite de charge en régime dynamique 368
7.4.3 Modèle exact du transistor en régime dynamique 371
7.4.4 Approximation idéale du transistor en régime dynamique 371
7.4.5 Résistance dynamique de la jonction base-émetteur 373
7.4.6 Effet de la jonction B-E 374
7.5 Montages fondamentaux 381
7.5.1 Circuit émetteur–commun 381
7.5.2 Circuit collecteur–commun 381
7.5.3 Circuit base–commune 381
7.6 Montage émetteur-commun 382
7.6.1 Circuit émetteur–commun avec résistance d'émetteur 382
7.6.2 Analyse statique 383
7.6.3 Analyse dynamique 384
7.6.4 Caractéristiques d'entrée et de sortie 386
7.6.5 Circuit EC avec condensateur de découplage à l'émetteur 393
7.6.6 Analyse statique 393
7.6.7 Analyse dynamique 393
7.6.8 Caractéristiques d'entrée et de sortie 395
7.7 Montage collecteur-commun 399
7.7.1 Circuit collecteur-commun 399
7.7.2 Analyse statique 399
7.7.3 Analyse dynamique 400
7.7.4 Caractéristiques d'entrée et de sortie 402
7.8 Montage base-commune 406
7.8.1 Caractéristiques 406
7.8.2 Circuit 406
7.8.3 Analyse statique 406
7.8.4 Analyse dynamique 407
7.8.5 Caractéristiques d'entrée et de sortie 410

7.9 Amplificateur multiétage 413
7.9.1 Types de couplage 413
7.9.2 Amplificateur à 2 étages avec couplage par condensateur 413
7.10 Conclusion 418
7.11 Exercices de révision 419
7.11.1 Exercices – Les transistors bipolaire en régime dynamique 419

Chapitre 8 Les transistors en régime de puissance 427

8.1 Introduction 427
8.2 Généralités sur les transistors de puissance 429
8.2.1 Types de boitiers 429
8.2.2 Transistors complémentaires 429
8.2.3 Courant et tension de fonctionnement 430
8.2.4 Bêta en fonction de *Ic* 430
8.2.5 Dissipation thermique 431
8.2.6 Efficacité et vitesse de commutation 431
8.3 Puissance dissipée dans le transistor BJT 432
8.3.1 Puissance nominale d'un transistor BJT 432
8.3.2 Dissipation de puissance maximale 432
8.3.3 Facteur de réduction de puissance 433
8.3.4 Zone de second claquage d'un transistor bipolaire de puissance 436
8.4 Associations de transistors 440
8.4.1 Montage Darlington 440
8.4.2 Montage Alpha (ou *Sziklai* ou Darlington complémentaire) 441
8.5 Amplificateurs de puissance 443
8.5.1 Amplificateur en classe B 443
8.5.2 Montage « *Push-pull* » 443
8.5.3 Description du fonctionnement 444
8.5.4 Distorsion de croissement 445

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

8.5.5 Montage push-pull en classe AB 446
8.5.6 Montage push-pull avec circuit de polarisation à transistor 447
8.6 Transistor en régime de commutation 450
8.6.1 Introduction 450
8.6.2 Zone de fonctionnement du transistor en commutation 450
8.6.3 Transistor à l'état bloqué 452
8.6.4 Transistor à l'état saturé 453
8.6.5 Temps de commutation du transistor 455
8.6.6 Condition de saturation 457
8.6.7 Applications du transistor en commutation 459
8.6.8 Diode de roue libre 462
8.6.9 Pertes à la commutation 464
8.7 Dissipation de chaleur dans le transistor bipolaire 466
8.7.1 Introduction 466
8.7.2 Incidence de la température sur les caractéristiques du transistor 467
8.7.3 Résistance thermique du transistor 467
8.7.4 Puissance nominale d'un transistor à l'air libre 470
8.8 Dissipateur thermique 473
8.8.1 Introduction 473
8.8.2 Circuit thermique d'un transistor avec dissipateur thermique 474
8.8.3 Dimensionnement du dissipateur thermique 477
8.8.4 Matériaux d'interface thermique 479
8.9 Fiches techniques 482
8.9.1 Fiche technique du transistor 2N4401 482
8.9.2 Fiche technique du transistor TIP41 482
8.9.3 Fiche technique du transistor TIP140 483
8.9.4 Fiche technique du transistor 2N3055 483
8.9.5 Fiche technique du transistor TIP120/TIP125 484
8.9.6 Spécifications techniques des radiateurs thermiques 487

8.10 Conclusion 488
8.11 Exercices de révision 489
8.11.1 Exercices – Associations de transistors 489
8.11.2 Exercices – Montages *push-pull* 490
8.11.3 Exercices – Transistor en régime de commutation 491
8.11.4 Exercices – Puissance nominale d'un transistor 492
8.11.5 Exercices – Dissipateur thermique 493

Chapitre 9 Les transistors à effet de champ 495

9.1 Introduction 495
9.2 Transistor à effet de champ à jonction 497
9.2.1 Construction et symbole 497
9.2.2 Types de boîtiers 498
9.2.3 Principe de fonctionnement 498
9.2.4 Relation des courants du JFET 500
9.3 Caractéristiques d'un transistor à effet de champ à jonction 501
9.3.1 Montage expérimental 501
9.3.2 Famille des courbes $I_D(V_{DS})$ 501
9.3.3 Tension grille-Source 503
9.3.4 Caractéristiques de drain d'un JFET 503
9.3.5 Tension Drain-Source V_{DS} 505
9.3.6 Tension grille-source de blocage V_{GSoff} 505
9.3.7 Courbe I_D (V_{GS}) 506
9.3.8 Courbe de transconductance normalisée 508
9.3.9 Puissance dissipée dans un JFET 509
9.3.10 Puissance maximale dans un JFET 509
9.3.11 Spécifications techniques 510
9.4 Polarisation d'un JFET 511
9.4.1 Généralités 511

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

9.4.2 Polarisation simple du JFET 512
9.4.3 Polarisation automatique du JFET 513
9.4.4 Polarisation automatique – Résolution par méthode graphique 515
9.4.5 Polarisation automatique – Résolution par système d'équation 521
9.4.6 Polarisation par diviseur de tension d'un JFET 521
9.4.7 Polarisation par diviseur de tension et la courbe de transconductance 524
9.4.8 Polarisation par diviseur de tension – Résolution par système d'équation 529
9.5 Transistors de type MOSFET 531
9.5.1 Introduction 531
9.5.2 Caractéristiques générales 531
9.5.3 MOSFET de puissance 532
9.5.4 Types de boitiers 532
9.5.5 Symboles des MOSFET 533
9.6 MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET) 534
9.6.1 Introduction 534
9.6.2 Structure et symbole d'un D-MOSFET 534
9.6.3 Principe de fonctionnement du MOSFET à appauvrissement 535
9.6.4 Courbes caractéristiques statiques du MOSFET à appauvrissement 537
9.6.5 Spécifications techniques 539
9.7 Polarisation du D-MOSFET 540
9.7.1 Introduction 540
9.7.2 Polarisation simple du D-MOSFET 540
9.7.3 Polarisation automatique du D-MOSFET 542
9.7.4 Polarisation par diviseur de tension d'un D-MOSFET 545
9.8 MOSFET à enrichissement (E-MOSFET) 551
9.8.1 Introduction 551
9.8.2 Structure et symbole d'un E-MOSFET 551
9.8.3 Principe de fonctionnement du MOSFET à enrichissement 552
9.9 Caractéristiques spécifiques des E-MOSFET 556

9.9.1 Courbes caractéristiques statiques du E-MOSFET 556
9.9.2 Courant de drain 557
9.9.3 Tension de seuil 558
9.9.4 Résistance $R_{ds(ON)}$ 558
9.9.5 Puissance dissipée dans un E-MOSFET 559
9.9.6 Puissance maximale dans un E-MOSFET 560
9.9.7 Aire de sécurité 561
9.9.8 Diode intrinsèque parasite 563
9.9.9 Conclusion 565
9.9.10 Spécifications techniques 566
9.10 Polarisation du E-MOSFET 567
9.10.1 Polarisation par rétroaction de drain 567
9.10.2 Polarisation par diviseur de tension d'un E-MOSFET avec R_S 569
9.11 Courbes caractéristiques de transfert $I_{DS} = f(V_{GS})$ 574
9.11.1 Courbe normalisée de transconductance du JFET à canal N 574
9.11.2 Courbe normalisée de transconductance du JFET à canal N 575
9.11.3 Courbe normalisée de transconductance du JFET avec $\pm V_{GS}$ 576
9.11.4 Courbe normalisée de transconductance du D-MOSFET 577
9.12 Conclusion 578
9.13 Exercices de révision 579
9.13.1 Exercices – Les FET en c.c. 579

Chapitre 10 Les transistors FET - Applications 585

10.1 Introduction 585
10.2 Transistor à effet de champ en régime dynamique 587
10.2.1 Introduction 587
10.2.2 Transconductance du JFET 587
10.2.3 Transconductance d'un MOSFET 590
10.2.4 Circuit équivalent d'un FET en régime dynamique 591

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

10.3 Amplificateurs avec JFET 593
10.3.1 Amplificateur à source commune 593
10.3.2 Amplificateur à drain commun ou suiveur 598
10.4 Amplificateurs avec MOSFET 603
10.4.1 Amplificateur à source commune avec D-MOSFET à canal *N* 603
10.4.2 Amplificateur à source commune avec E-MOSFET à canal *N* 605
10.4.3 Amplificateur à source commune et R_S avec E-MOSFET à canal *N* 608
10.5 MOSFET en régime de commutation 610
10.5.1 Introduction 610
10.5.2 Fonctionnement du E-MOSFET en commutation 611
10.5.3 Caractéristiques idéales du E-MOSFET en commutation 612
10.5.4 Caractéristiques réelles du E-MOSFET en commutation 613
10.5.5 Courant de fuite de drain à l'état bloqué 614
10.5.6 Résistance à l'état passant 615
10.5.7 Temps de commutation du transistor 616
10.5.8 Phénomène d'avalanche 617
10.5.9 Mesure de la capacité d'avalanche 617
10.5.10 Caractéristiques d'avalanche 619
10.5.11 Protection contre l'avalanche dans les MOSFET 622
10.5.12 E-MOSFET à canal P 622
10.5.13 MOSFET complémentaire « CMOS » 623
10.5.14 MOSFET dans les circuits logiques 626
10.5.15 Conclusion sur le MOSFET en commutation 626
10.6 Conclusion 627
10.7 Exercices de révision 628
10.7.1 Exercices – Les FET en c.a. 628
10.7.2 Exercices – Les FET en commutation 633

Chapitre 11 L'amplificateur opérationnel - Les caractéristiques 637

11.1 Introduction 637
11.2 Présentation de l'amplificateur opérationnel 639
11.2.1 Historique 639
11.2.2 Symbole d'un amplificateur opérationnel 639
11.2.3 Brochage d'un amplificateur opérationnel à circuit intégré 640
11.2.4 Alimentation d'un amplificateur opérationnel 641
11.3 Principe de fonctionnement général 643
11.3.1 Modes de fonctionnement possibles 643
11.3.2 Différentes configurations 644
11.4 Amplificateur opérationnel intégré 648
11.4.1 Circuit interne 648
11.4.2 Amplificateur différentiel 649
11.4.3 Amplificateur opérationnel idéal 650
11.4.4 Amplificateur opérationnel en mode commun 651
11.4.5 Taux de réjection mode commun 655
11.5 Paramètres fondamentaux de l'ampli-op 658
11.5.1 Caractéristiques générales 658
11.5.2 Impédance d'entrée 659
11.5.3 Impédance de sortie 660
11.5.4 Gain en tension en boucle ouverte 661
11.5.5 En résumé 662
11.6 Utilisation de l'amplificateur opérationnel 663
11.6.1 Ampli-op en régime non-linéaire (régime saturé) 663
11.6.2 Ampli-op en régime linéaire 667
11.7 Circuits fondamentaux 670
11.7.1 Montage sans inversion (non-inverseur) 670
11.7.2 Montage inverseur 675
11.7.3 Montage suiveur 679
11.7.4 Conclusion 680

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

11.8 Limites et imperfections d'un ampli-op 681
11.8.1 Imperfections statiques 681
11.8.2 Imperfections dynamiques 690
11.9 Conclusion 699
11.10 Exercices de révision 700
11.1.2 Exercices – Les amplificateurs opérationnels 700
11.1.3 Exercices – Les imperfections de l'ampli-op 704
11.1.4 Exercices – Les circuits avancés d'amplificateurs opérationnels 705

Chapitre 12 L'ampli-op - Circuits d'applications 709

12.1 Introduction 709
12.2 Ampli-op en régime non-linéaire 711
12.2.1 Rappel sur l'ampli-op en régime non-linéaire (régime saturé) 711
12.2.2 Principe des comparateurs 712
12.2.3 Comparateur simple 712
12.2.4 Détecteur de passage par zéro 714
12.2.5 Comparateur avec tension de référence fixe 715
12.2.6 Principe des comparateurs à hystérésis (Trigger de Schmitt) 718
12.2.7 Comparateur inverseur avec hystérésis 720
12.2.8 Comparateur non-inverseur avec hystérésis 723
12.2.9 Comparateur à fenêtre 726
12.2.10 Oscillateur à circuit intégré 729
12.3 Circuits intégrés comparateur de tension 732
12.3.1 Introduction 732
12.3.2 Comparateur LM339 733
12.3.3 Circuits d'applications 736
12.4 Ampli-op en régime linéaire 740
12.4.1 Amplificateur sommateur inverseur à deux entrées 740
12.4.2 Applications des amplificateurs sommateurs inverseur 745

12.4.3 Amplificateur sommateur non-inverseur 746
12.4.4 Amplificateur soustracteur (de différence) 750
12.4.5 Intégrateurs et dérivateurs à amplificateur opérationnel 754
12.4.6 Amplificateur intégrateur 754
12.4.7 Amplificateur dérivateur 757
12.4.8 Convertisseur courant-tension 759
12.5 Filtres actifs 760
12.5.1 Introduction 760
12.5.2 Filtre passe-bas actif 761
12.5.3 Filtre passe-haut actif 765
12.6 Régulateur de tension série 770
12.6.1 Introduction 770
12.6.2 Régulateur série de base à ampli-op et à diode Zener 772
12.6.3 Régulateur de tension série à ampli-op et transistor 774
12.6.4 Protection contre les courts circuits ou la surcharge 776
12.7 Conclusion 778
12.8 Exercices de révision 779
12.8.1 Exercices – Les ampli-op en régime non-linéaire 779
12.8.2 Exercices – Les ampli-op en régime linéaire 782
12.8.3 Exercices – Les filtres actifs 784
12.8.4 Exercices – Les régulateurs de tension série 785

Chapitre 13 L'ampli-op - Circuits d'usage particulier 787

13.1 Introduction 787
13.2 Convertisseurs d'impédance 789
13.2.1 Introduction 789
13.2.2 Rappel sur les circuits RL et RC en régime alternatif 790
13.2.3 Inverseurs d'impédance « *Gyrateur* » 792
13.2.4 Gyrateur de type série I 793

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

13.2.5 Étude du gyrateur de type série I 795
13.2.6 Gyrateur de type série II 797
13.2.7 Étude du gyrateur de type série II 800
13.2.8 Multiplicateur de capacité 803
13.2.9 Étude du multiplicateur de capacité 805
13.2.10 Conclusion 808
13.3 Préamplificateur audio 809
13.3.1 Introduction 809
13.3.2 Circuits préamplificateurs 811
13.3.3 Rôle du contrôle de tonalité 813
13.3.4 Contrôle de tonalité simple 813
13.3.5 Amplificateur à gain variable 813
13.3.6 Contrôle de tonalité à 2 voies avec ampli-op 817
13.3.7 Contrôle de tonalité à 2 voies avec gyrateur 821
13.3.8 Contrôle de tonalité « *Baxandal* » 822
13.3.9 Correcteur *RIAA* 827
13.4 Les égalisateurs graphiques « *Equalizer* » 837
13.4.1 Introduction 837
13.4.2 Construction 838
13.4.3 Réponse en fréquence 839
13.4.4 Cellule intermédiaire typique 840
13.4.5 Analyse de la cellule typique 846
13.4.6 Égalisateur graphique avec cellules RLC 853
13.4.7 Conception d'un égalisateur graphique 853
13.5 Conclusion 856
13.6 Exercices de révision 857
13.6.1 Exercices – Les convertisseurs d'impédance 857
13.6.2 Exercices – Les contrôles de tonalité 858
13.6.3 Exercices – Les égalisateurs graphiques 862

Chapitre 14 Les amplificateurs d'instrumentation 865

14.1 Introduction 865
14.2 Concepts initiaux 867
14.2.1 Mesure de tension référencée à la masse 867
14.2.2 Mesure de tension différentielle 868
14.2.3 Tension issue d'un capteur 869
14.2.4 Tension en mode commun 869
14.2.5 Amplificateur opérationnel idéal 870
14.2.6 Amplificateur opérationnel en mode commun 870
14.3 Amplificateurs d'instrumentation 872
14.3.1 Introduction 872
14.3.2 Amplificateur différentiel classique 873
14.3.3 Exemple d'amplificateur différentiel classique : INA106 875
14.3.4 Amplificateurs d'instrumentation à plusieurs amplis-op 876
14.3.5 Amplificateur d'instrumentation typique à 2 amplis-op 877
14.3.6 Amplificateur d'instrumentation typique à 3 amplis-op 880
14.3.7 Exemple d'amplificateur d'instrumentation : INA114 886
14.4 Conclusion 887
14.5 Exercices de révision 888
14.5.1 Exercices – Les amplificateurs d'instrumentations 888

Annexes 891

Annexe A 891
Annexe B 893
Annexe C 895
Annexe D 897
Annexe E 899
Annexe F 901
Annexe G 903

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Annexe H 908

Réponses aux exercices 911

Chapitre 1 911

Chapitre 2 911

Chapitre 3 911

Chapitre 4 912

Chapitre 5 912

Chapitre 6 913

Chapitre 7 915

Chapitre 8 917

Chapitre 9 918

Chapitre 10 919

Chapitre 11 919

Chapitre 12 920

Chapitre 13 921

Chapitre 14 923

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Chapitre 6
Les transistors BJT - La polarisation

Après avoir examiné en détail les caractéristiques fondamentales des transistors bipolaires au chapitre 5, nous sommes maintenant prêts à plonger plus profondément dans leur fonctionnement en abordant la manière dont la polarisation joue un rôle essentiel. Polariser un transistor de manière adéquate est primordial pour garantir un fonctionnement fiable et une efficacité maximale du circuit électronique dans lequel il est intégré. Une étude approfondie de sa polarisation est indispensable pour comprendre pleinement son utilisation dans divers circuits et applications.

L'objectif de ce chapitre est de fournir une méthode simple et efficace de description et d'analyse de schémas à transistors bipolaires. Nous présenterons d'abord les principes généraux de la polarisation. Par la suite, nous étudierons différentes méthodes de polarisation des transistors afin d'assurer leur fonctionnement linéaire. En parallèle, nous analyserons comment les variations de température peuvent entraîner des altérations notables dans les performances électriques du transistor en modifiant son point de fonctionnement. En conclusion de notre étude, nous aborderons la polarisation des circuits à plusieurs étages, élargissant ainsi notre compréhension en examinant les configurations de polarisation sur des ensembles interconnectés de composants.

6.1 Introduction

Il ne s'agit plus à présent de continuer à explorer l'intérieur du transistor. Nous allons plutôt porter notre attention vers la préparation nécessaire du transistor pour son utilisation dans diverses applications. Afin d'assurer un rendement optimal d'un transistor, il est impératif de le préparer en lui appliquant une polarisation adéquate. Le rôle de la polarisation est de définir les conditions de fonctionnement en fixant un point de fonctionnement spécifique stable pour le transistor.

Essentiellement, la polarisation consiste en l'établissement de conditions initiales de courant et de tension qui permettent au transistor de fonctionner dans sa plage de fonctionnement linéaire, également connue sous le nom de région active, idéale pour l'amplification des signaux. Cette plage permet au transistor de répondre de manière linéaire aux variations des signaux d'entrée, ce qui est essentiel pour l'amplification et le traitement de ces signaux.

La polarisation correcte du transistor est primordiale pour plusieurs raisons techniques. Tout d'abord, elle assure que le transistor fonctionne dans sa zone linéaire, où son gain en courant reste

relativement constant. Cela évite la distorsion (ou déformation) des signaux amplifiés, ce qui est particulièrement critique dans les applications de traitement de signal et de communication. De plus, une polarisation adéquate permet de maintenir le transistor à une température relativement stable, minimisant les effets indésirables tels que le bruit thermique.

On a vu antérieurement que l'effet transistor a lieu lorsque :

a) La jonction émetteur-base est polarisée en direct (passante),
b) La jonction base-collecteur est polarisée en inverse.

Si l'on souhaite un fonctionnement linéaire, il est indispensable que ces deux conditions soient maintenues même en régime dynamique alors que les jonctions sont soumises à des excursions causés par les signaux d'entrée et de sortie. Le problème de la polarisation se ramène donc au choix judicieux du *point de fonctionnement* compte tenu du signal à amplifier, des caractéristiques du transistor, de la résistance de charge et de la tension d'alimentation. Ajoutons à cela le souci de garder le *point de fonctionnement* en place en dépit des inévitables dérives thermiques qui se produisent dans un montage réel et nous aurons une idée assez juste du sujet qui va nous occuper dans ce chapitre.

En somme, la polarisation d'un transistor bipolaire est une étape importante pour maximiser ses performances. Elle garantit une amplification linéaire et stable des signaux, ce qui est essentiel pour de nombreuses applications. De plus, la polarisation sert non seulement à déterminer le point de fonctionnement d'un transistor, mais aussi à choisir les valeurs des composants pour obtenir un point de fonctionnement déterminé lors de la conception de circuit; où le transistor reste stable et réagit de manière linéaire aux variations des signaux d'entrée.

Cependant, une polarisation excessive ou insuffisante peut entraîner une distorsion du signal, une consommation excessive d'énergie ou même des dommages au composant. Ainsi, la compréhension et la mise en œuvre précise de la polarisation sont des éléments essentiels pour obtenir des performances fiables et optimales d'un transistor dans diverses applications électroniques.

Il est impératif de comprendre les différents types de polarisation pour configurer le transistor de manière appropriée, tout en examinant attentivement les avantages et les inconvénients associés à chaque approche. Dans le prochain chapitre, nous étudierons ce qui se passe lorsqu'on applique un signal alternatif au transistor.

6.2 Concepts de la polarisation

Avant d'entamer l'étude approfondie des circuits de polarisation, il est essentiel de présenter certains concepts. Dans cette section, nous aborderons le principe global de la polarisation, la notion de droite de charge, ainsi que l'effet de la température sur les performances du transistor.

6.2.1 Généralités

Dans ce document, on utilise pour nos analyses les sens des courants et des chutes de tension conventionnelles. Pour les transistors NPN et PNP, les directions des courants et les chutes de potentiel sont illustrées respectivement aux Figure 6-1 a) et b). Une analyse de ces figures démontre que le courant d'émetteur est la somme du courant de collecteur et du courant de base, selon la formule :

$$I_E = I_C + I_B$$

Équation 6-1

Le courant de collecteur et le courant de base sont aussi en relation avec le gain bêta c.c. (βcc) qui identifie le rapport de I_C/I_B. Le courant au collecteur est égal au courant de base multiplié par βcc.

$$I_C = \beta_{cc} I_B$$

Équation 6-2

a) NPN b) PNP

Figure 6-1 Courants et tensions du transistor BJT.

Il est très important pour cette étude de bien connaître les lois de Kirchhoff et le théorème de Thévenin qui se rapportent à l'analyse élémentaire de circuits. Aussi, pour déterminer une polarisation, il suffit de connaître :

- La valeur du gain en courant β du transistor pour avoir le courant $I_C = \beta \cdot I_B$.
- Prendre systématiquement V_{BE} = 0,6 V (ou 0,7 V) afin de calculer V_B ou V_E.

L'analyse du fonctionnement d'un circuit à transistor en courant continu s'appelle *l'analyse d'un transistor en régime statique* ou *comportement en régime statique*. L'analyse statique vise donc à trouver les tensions et courants de repos. À la suite de cette analyse, il sera possible de définir la classe de fonctionnement, les limites du signal d'entrée, la puissance dissipée au repos.

6.2.2 Principe général de la polarisation

Tel que précisé auparavant, pour polariser les transistors en courant continu, il est nécessaire de configurer la jonction base-émetteur en mode direct et la jonction base-collecteur en mode inverse grâce à l'emploi d'un circuit externe. Ce circuit extérieur sera constitué de sources de tension et de résistances qui permettront d'établir des valeurs continues pour les courants et tensions du transistor, déterminant ainsi le *point de fonctionnement en courant continu*, également appelé *point de repos* (*point Q*). Polariser un transistor va donc consister à insérer ce transistor dans un circuit qui va fixer les valeurs de ses courants I_B, I_C et I_E ainsi que sa valeur de tension V_{CE}.

De plus, il est nécessaire d'ajouter que la chaleur est le principal ennemi du transistor. En effet, lorsque la chaleur augmente, la résistance des jonctions diminue, le courant du transistor augmente, la chaleur augmente et la résistance va encore en diminuant. Ainsi, les jonctions sont vite soumises des températures excessives et le transistor brûle. On évite les inconvénients que l'élévation de température occasionne en stabilisant le transistor à l'aide des circuits de polarisation. Ainsi, les circuits de polarisation permettent de compenser pour les variations de la température afin de garantir un fonctionnement normal et thermiquement stable.

Les circuits de polarisation sont trop nombreux pour qu'on puisse tous les traiter dans ce document. On a plutôt intérêt à développer des méthodes générales d'analyse que l'on appliquera aisément à n'importe quel cas concret. Cependant, nous distinguerons dans notre étude les quatre circuits de polarisation suivants :

1. Polarisation par courant de base.
2. Polarisation par réaction d'émetteur.
3. Polarisation par diviseur de tension (cas le plus fréquent).
4. Polarisation par réaction de collecteur.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

6.2.3 Droite de charge statique

En électronique, c'est souvent nécessaire d'estimer ou de prédire l'action d'un circuit à partir de quelques faits connus. L'analyse d'un circuit est considérablement simplifiée par l'usage d'une famille de courbes caractéristiques et de la droite de charge. La droite de charge est la représentation visuelle de tous les points de fonctionnement possibles du transistor pour un circuit donné.

Une fois la droite de charge dressée sur les courbes caractéristiques I_C en fonction de V_{CE} du transistor, il est possible de déterminer le point d'opération de celui-ci, les polarisations du collecteur et de la base, le gain en courant, le gain en tension, le gain en puissance, etc. Toutes ces caractéristiques seront déterminées par l'intersection entre la droite de charge statique et les courbes caractéristiques I_C (V_{CE}) du transistor comme illustré à la Figure 6-2.

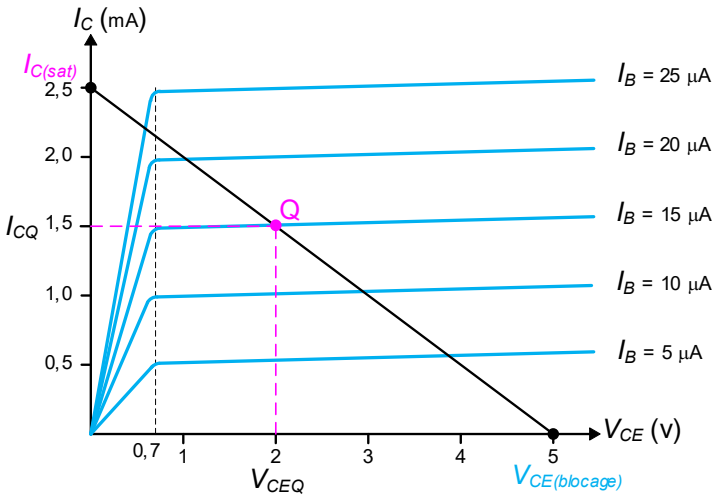


Figure 6-2 Droite de charge statique.

6.2.4 Procédure de réalisation d'une droite de charge

La procédure utilisée pour établir la droite de charge est semblable à celle utilisée pour les diodes. Voyons un circuit simple, utilisant un transistor NPN polarisé par la base. La Figure 6-3 fait voir le circuit en question et la Figure 6-4 montre les courbes caractéristiques I_C (V_{CE}) du transistor.

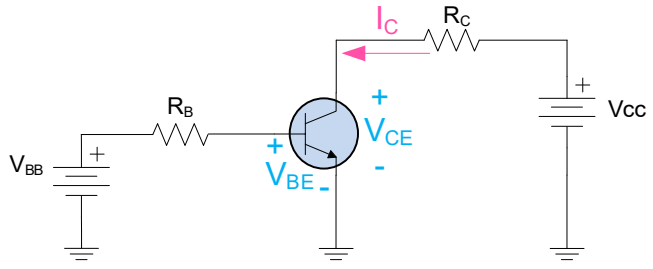


Figure 6-3 Transistor NPN avec polarisation avec deux sources.

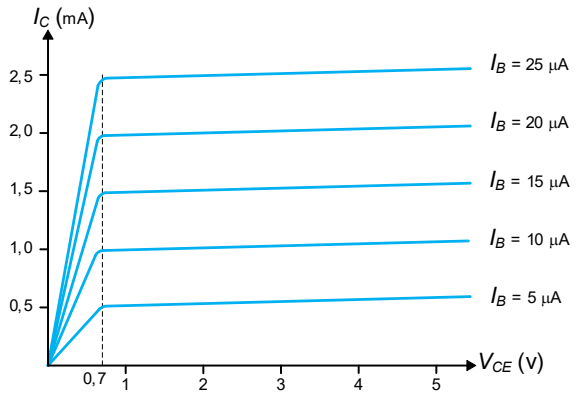


Figure 6-4 Courbes caractéristiques de la base du transistor NPN.

L'équation de maille du collecteur de la Figure 6-3 nous donne :

$$V_{CC} - (I_C \cdot R_C) - V_{CE} = 0$$

Équation 6-3

Le courant de collecteur du transistor est alors donné par l'équation suivante :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

Équation 6-4

Pour construire une telle droite, deux points doivent être connus. Puisque la tension maximum du collecteur et son courant maximum sont deux points faciles à déterminer, on utilise généralement ces deux points pour tracer la droite de charge. À partir de l'Équation 6-4, nous pouvons trouver ces deux points.

Pour trouver l'ordonnée à l'origine, il faut se demander quel courant maximum le collecteur peut passer. Si on suppose que le transistor est en court-circuit (V_{CE} = 0 volt), le courant de collecteur sera très intense et ne sera limité que par la résistance de collecteur (R_C). Ce courant s'appelle le *courant de saturation* et le courant de collecteur est :

$$I_{C(SAT)} = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad \text{(Ordonnée à l'origine lorsque } V_{CE} = 0 \text{ volt)}$$

Équation 6-5

Pour déterminer l'abscisse à l'origine, il faut poser I_C = 0 A. Le point où la droite rencontre la courbe I_C = 0 s'appelle le *point de blocage* ou de *coupure*.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

On dit alors que le transistor est bloqué ou coupé, ce qui signifie qu'il ne fonctionne plus normalement. Dans cet état, la tension V_{CE} présente dans le transistor est appelée $V_{CE\ (blocage)}$. Cette tension est définie comme la tension présente entre le collecteur et l'émetteur lorsque le courant de collecteur I_C est nul. Lorsque le transistor est bloqué, à très peu de chose près, la tension $V_{CE(Blocage)}$ est :

$$V_{CE(blocage)} = V_{CC} \quad \text{(Abscisse à l'origine lorsque } I_C = 0 \text{ A)}$$

Équation 6-6

L'intersection entre la droite de charge statique et le courant de base calculé correspond au point de fonctionnement du transistor, nommé le *point Q* du transistor. Ce point détermine le courant de collecteur et la tension entre le collecteur et l'émetteur du transistor, appelés respectivement I_{CQ} et de V_{CEQ}, comme l'illustre la Figure 6-2.

Exemple 6.1 : Calculs d'une droite de charge

Déterminer I_E courant I_C et la tension V_{CE} d'opération du circuit de la Figure 6-5.

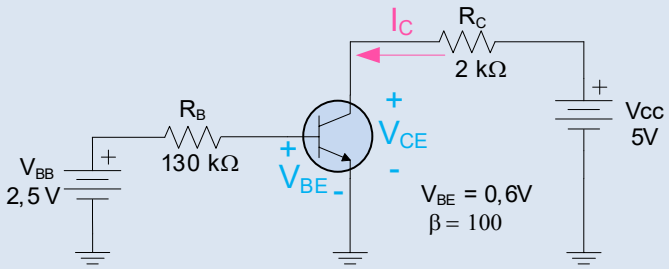


Figure 6-5 Transistor NPN avec polarisation avec deux sources.

Solution :

<u>Résolution numérique</u>

L'examen du circuit de la Figure 6-5 permet d'écrire l'équation de maille de la jonction base-émetteur :

$$V_{BB} - (I_B \cdot R_B) - V_{BE} = 0$$

Le courant de base du transistor est alors donné par l'équation suivante :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

Tandis que le courant de collecteur du transistor est :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

Calculons le courant de base du transistor :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{2{,}5\ \text{V} - 0{,}6\ \text{V}}{130\ \text{k}\Omega} = 14{,}62\ \mu\text{A}$$

Maintenant, le courant de collecteur du transistor :

$$I_C = \beta \cdot I_B = 100 \cdot 14{,}62\ \mu\text{A} = 1{,}462\ \text{mA}$$

Par conséquent, la tension V_{CE} est donnée par :

$$V_{CE} = V_C - V_E = V_{CC} - (I_C \cdot R_C) - (0)$$

$$V_{CE} = 5\text{V} - (1{,}462\ \text{mA} \cdot 2\ \text{k}\Omega) = 2{,}07\ \text{V}$$

Le courant I_C et la tension V_{CE} d'opération sont donc respectivement 1,462 mA et 2,07 V.

Résolution graphique par la droite de charge

Dans le circuit de la Figure 6-5, la tension d'alimentation V_{CC} est égale à 5 V et la résistance du collecteur est de 2 kΩ. Alors, l'équation de la droite de charge statique est :

$$I_C = \frac{5\ \text{V} - \text{V}_{\text{CE}}}{2000\ \Omega}$$

Pour calculer l'extrémité supérieure (ordonnée à l'origine) de la droite de charge, posons V_{CE} = 0. Le courant maximum est :

$$I_{C_{SAT}} = \frac{5\ \text{V}}{2000\ \Omega} = 2{,}5\ \text{mA}$$

Voilà un premier point trouvé : c'est le point *Y* sur la Figure 6-6.

Pour calculer l'extrémité inférieure (abscisse à l'origine) de la droite de charge, posons I_C = 0 et isolons V_{CE}. La tension V_{CE} de blocage est :

$$V_{CE_{Blocage}} = V_{CC} = 5\ \text{V}$$

Voici donc le deuxième point : c'est le point *X* sur la Figure 6-6.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

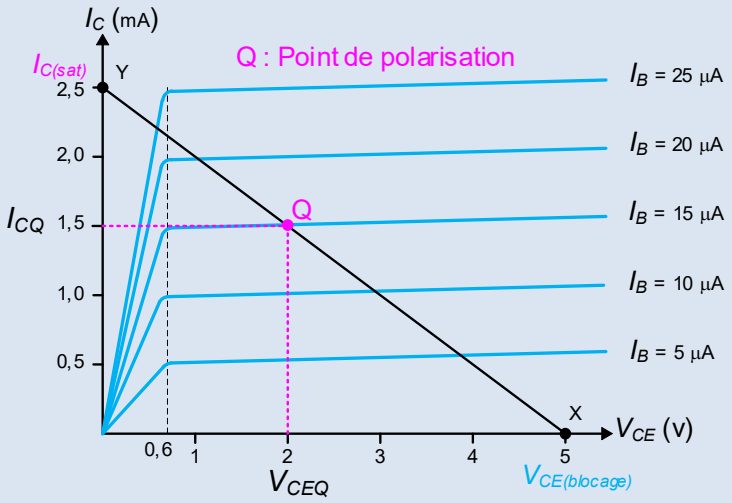


Figure 6-6 Droite de charge statique.

Relions ensemble les points *Y* et *X* et nous obtenons la droite de charge recherchée. Le point d'opération du transistor se situe à la rencontre de la droite de charge avec la courbe représentant le courant de base en l'absence d'un signal d'entrée.

Le courant de base du transistor est donné par l'équation suivante :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{2{,}5\ V - 0{,}6\ V}{130\ k\Omega} \approx 15\ \mu A$$

Par conséquent, le point de repos (Q) se trouve à l'intersection de la droite de charge et de la courbe $I_B \approx$ 15uA. Par projection, on découvre $I_{CQ} \approx$ 1,5 mA et $V_{CEQ} \approx$ 2 V.

On peut donc conclure que la méthode graphique donne des résultats acceptables. La plupart du temps, l'on se contentera de la méthode par calculs, la résolution graphique jouant plutôt un rôle démonstratif. Il faut dire aussi que les courbes caractéristiques ne sont pas toujours publiées par les fabricants de transistors.

Quoi qu'il en soit, la droite de charge sera de nouveau utilisée dans l'apprentissage théorique des amplificateurs de puissance à transistors.

6.2.5 Incidence de la température sur un transistor

Comme nous l'avons mentionnée antérieurement dans le chapitre 5, les caractéristiques d'un transistor sont sensibles aux variations de température. Par conséquent, le fonctionnement du transistor est étroitement lié à la température de ses jonctions. Toute augmentation de celle-ci fait croître le nombre de porteurs minoritaires et cela se traduit par :

- La tension de jonction V_{BE} varie selon la loi : $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \approx -2{,}5\ mV \cdot °C^{-1}$
- Le gain en courant *bêta* varie avec : $\frac{1}{\beta}\frac{\Delta \beta}{\Delta T} = 0{,}6\% \cdot °C^{-1}$
- Une diminution des barrières de potentiel des jonctions.

En somme, toutes les caractéristiques du transistor seront plus ou moins affectées, notamment les variations de V_{BE} et de β. Par exemple, pour une température évoluant de 20 à 100 °C, on obtient avec le transistor sélectionné :

Température	**20 °C**	**100 °C**	**ΔT = 80 °C**
V_{BE} (V)	0,635 V	0,435 V	ΔV_{BE} = -0,2 V
β	90	138,6	Δ β = 48,6

Les variations de V_{BE} et de β avec la température provoquent un déplacement important et néfaste du point de repos Q sur la droite de charge. Deux conséquences sont alors à craindre :

- D'une part le point de fonctionnement peut se déplacer, ce qui entraîne souvent une distorsion du signal amplifié.
- D'autre part, la puissance absorbée peut augmenter en provoquant un accroissement supplémentaire de la température du transistor. Par effets cumulatifs, il peut se produire un emballement thermique conduisant à la destruction pure et simple du transistor.

Pour ces raisons, il est nécessaire :

- D'insérer le transistor dans des montages où les variations de courant seront automatiquement limitées.
- De disposer le transistor de façon à éviter l'accumulation de chaleur. Au besoin, prévoir un montage avec dissipateur thermique (ou radiateur de chaleur) pour que la chaleur apportée à chaque instant puisse être dissipée dans le milieu ambiant.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

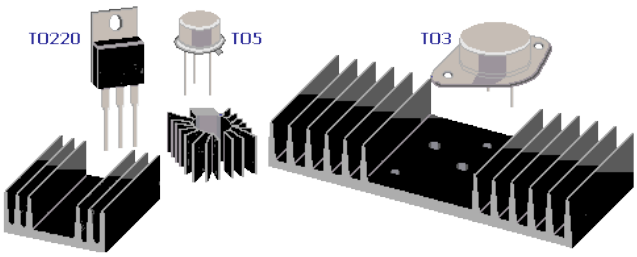


Figure 6-7 Transistors avec dissipateurs thermiques.

En conclusion, le point de polarisation calculé peut être très différent de celui obtenu réellement. D'une part, les gains β d'une même série de transistors peuvent être très différents les uns des autres en raison des tolérances de fabrication inhérentes, d'autre part, un écart de température peut produire des changements de courant important.

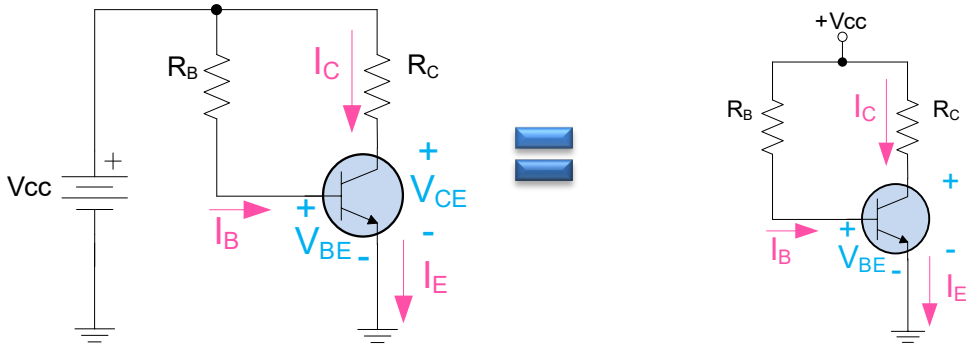
Dans les prochaines sections, nous explorerons différentes méthodes de polarisation des transistors afin d'assurer leur fonctionnement linéaire. En parallèle, nous analyserons comment les variations de température peuvent entraîner des altérations notables dans les performances électriques du transistor en modifiant son point de fonctionnement.

6.3 Polarisation d'un transistor par courant de base

Dans les circuits que nous avons présentés dans le chapitre précédent, les deux jonctions du transistor étaient alimentées séparément. Dans la pratique, une seule source d'alimentation est utilisée, car cela serait trop coûteux et trop encombrant. Cette source alimentera directement le circuit du collecteur et, par une résistance, elle alimentera aussi le circuit de la base. Nous présentons ce principe dans cette section.

6.3.1 Polarisation par courant de base avec une seule source d'alimentation

L'une des méthodes les plus simples pour polariser un transistor consiste à relier la base et le collecteur à un potentiel spécifique en utilisant une résistance de valeur déterminée pour chacun d'eux. La Figure 6-8 montre un exemple d'un montage de polarisation par courant de base, alimenté par une source unique. Néanmoins, pour simplifier les schémas électriques, il est courant de remplacer le symbole de la source de tension par un point de tension V_{cc}, comme illustré dans la figure 10-8b.



a) Schéma original b) Schéma simplifié

Figure 6-8 Circuit de polarisation simple par courant de base.

6.3.2 Méthodes de calcul

Dans le circuit de la Figure 6-8a, on remarque l'absence d'une résistance d'émetteur. Tout est contrôlé par le courant de base. Pour déterminer le point de fonctionnement du transistor, il est d'abord nécessaire de calculer son courant de base I_B, après quoi le reste des calculs devient relativement simple. En effet, une fois que le courant de base est connu, il est facile de calculer le courant de collecteur et le courant d'émetteur. C'est pourquoi la plupart du temps l'analyse la plus simple consiste à étudier le circuit de la jonction base-émetteur. Cela permettra d'établir une équation intégrant, entre autres, les courants I_B, I_E et la tension V_{BE}. Dans certaines configurations, il sera plus simple de trouver le courant d'émetteur.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

À cette fin, considérons la maille base-émetteur du circuit de la Figure 6-8a. Selon la loi des tensions de Kirchhoff appliquée à cette maille, nous obtenons :

$$V_{CC} - V_{R_B} - V_{BE} = 0$$

Le courant de base au repos s'établit comme suit :

$$V_{CC} - I_B.R_B - V_{BE} = 0$$

$$\boxed{I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}}$$

Équation 6-7 Courant de base avec une polarisation simple par courant de base.

Connaissant le courant de base, il est facile de calculer le courant de collecteur.

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

Tandis que la tension V_B se trouve avec la tension V_E et la chute de tension V_{BE} :

$$V_B = V_E + V_{BE}$$

La tension de l'émetteur par rapport à la masse est définie comme suit :

$$V_E = 0\ V$$

Donc,

$$\boxed{V_B = V_{BE}}$$

Équation 6-8 Tension de base avec une polarisation simple par courant de base.

Portons maintenant notre attention sur la maille émetteur-collecteur du circuit de la Figure 6-9. Selon la loi des tensions de Kirchhoff appliquée à cette maille, on obtient :

$$V_{CC} - V_{R_C} - V_{CE} = 0$$

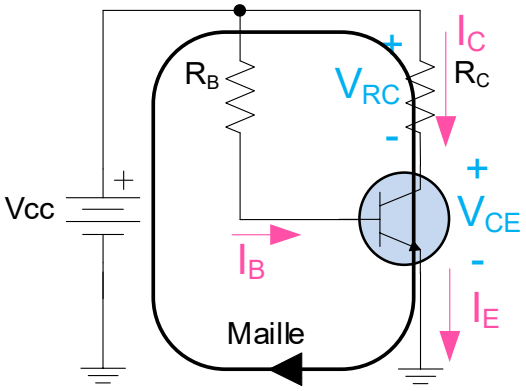


Figure 6-9 Maille émetteur-collecteur.

Par définition, la tension V_{CE} de repos est déterminée aisément par la formule :

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

Dans cette configuration, la tension V_E est nulle (L'émetteur est relié directement à la masse). Alors, la tension du collecteur par rapport à la masse est définie comme suit :

$$V_C = V_E + V_{CE} = 0\ V + V_{CE} = V_{CE}$$

Par conséquent,

$$V_{CE} = V_C$$

Par substitution, l'équation de la maille devient :

$$V_{CC} - V_{R_C} - V_C = 0$$

$$V_C = V_{CC} - V_{R_C}$$

Selon la loi d'Ohm, la tension de collecteur par rapport à commun est alors :

$$\boxed{V_C = V_{CC} - (I_C \cdot R_C)}$$

Équation 6-9 Tension du collecteur avec une polarisation simple par courant de base.

Nous aurions pu également trouver la tension de collecteur par l'approche suivante : la tension du collecteur, V_C, est égale à la tension d'alimentation du collecteur (V_{CC}) moins la chute de tension aux bornes de la résistance du collecteur, R_C.

$$V_C = V_{CC} - V_{R_C}$$

Bien entendu, nous arrivons à la même équation que précédemment.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 6.2 : Calculs d'une polarisation par courant de base

Déterminer la tension V_{CE} du circuit à transistor suivant

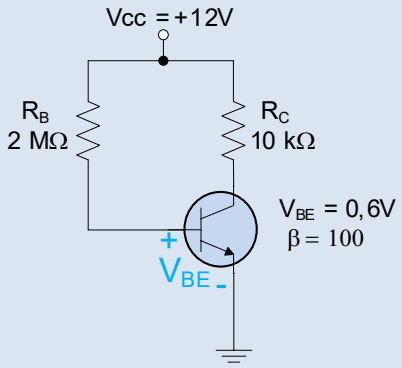


Figure 6-10 Circuit de polarisation par courant de base.

Solution :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12\ V - 0{,}6\ V}{2\ M\Omega} = 5{,}7\mu A$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 100 \cdot 5{,}7\mu A = 570\ \mu A$$

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 12\ V - (570\ \mu A \cdot 10\ k\Omega) = 6{,}3\ V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 6{,}3\ V - 0V = 6{,}3\ V$$

6.3.3 Effet du bêta et de la température sur le circuit

La méthode la moins efficace pour polariser un transistor consiste à essayer de contrôler le courant de base. Cette approche est médiocre car elle dépend directement du gain en courant β du transistor. En effet, comme mentionné précédemment, le courant de base au repos se définit de la manière suivante :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

Aussi, nous savons que

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

Par substitution, nous obtenons

$$I_C = \beta \cdot \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}\right)$$

Équation 6-10 Courant de collecteur avec une polarisation simple en fonction de bêta.

Nous réalisons que le courant de collecteur I_C est proportionnel au gain β.

Exemple 6.3 : Glissement du point de repos d'une polarisation par courant de base

Considérons le circuit de la Figure 6-10 de l'exemple 2. Les calculs ont été faits pour un transistor dont le gain β est normalement de 100. Supposons que le gain β subisse un accroissement de 50% c'est-à-dire devienne égal à 150 (la raison du changement nous importe peu pour le moment) ; qu'adviendra-t-il du point de fonctionnement ?

Solution :

Voyons d'abord le point de repos du transistor de l'exemple 2. Nous avons :

I_{CQ} = 570 µA et V_{CEQ} = 6,3 V

Le point de fonctionnement est donc placé presque au milieu de la droite de charge (Figure 6-11a).

Si, à présent, nous considérons que β est passé à 150, les calculs nous montrent que :

$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12\ V - 0{,}6\ V}{2\ M\Omega} = 5{,}7\mu A$ (le courant de base ne change pas)

$I_C = \beta \cdot I_B = 150 \cdot 5{,}7\mu A = 855\ \mu A = 0{,}855\ mA$

$\mathrm{V_C} = \mathrm{V_{CC}} - \mathrm{I_C} \cdot \mathrm{R_C} = 12\ \mathrm{V} - (855\ \mu A \cdot 10\ \mathrm{k\Omega}) = 3{,}45\ V$

$V_{CE} = V_C - V_E = 3{,}45\ V - 0V = 3{,}45\ V$

Le point de fonctionnement est maintenant : I_{CQ} = 0,855 *m*A et V_{CEQ} = 3,45 V

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

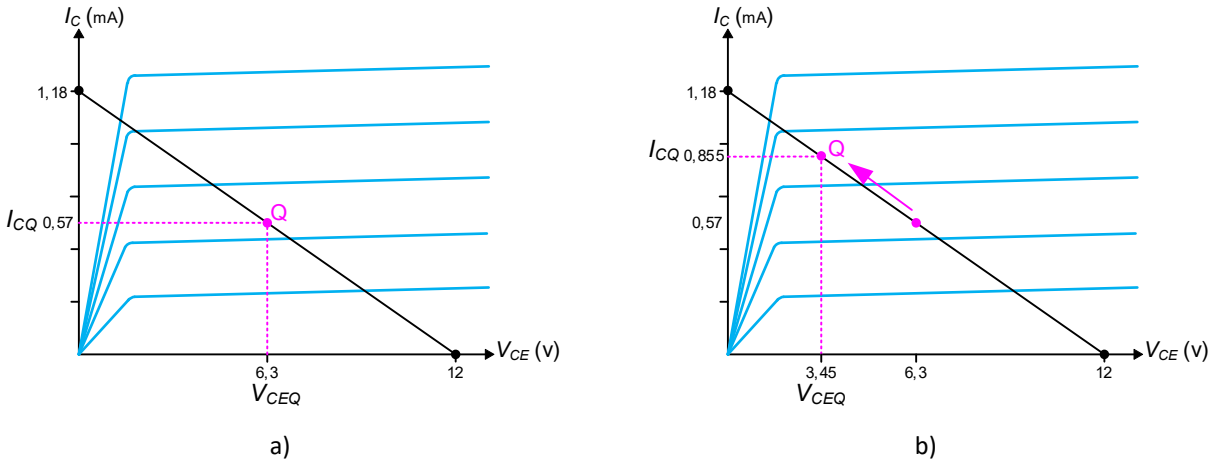


Figure 6-11 Glissement du point de fonctionnement par altération du gain β.

Le point de fonctionnement a glissé sur la droite de charge d'une façon assez appréciable (Figure 6-11b). À la suite de ces résultats, il est important de préciser que la dérive thermique qui a provoqué l'accroissement du β (de 100 à 150) a entraîné une variation du courant I_C et de la tension V_{CE}. Le Tableau 6-1 résume ces variations.

Tableau 6-1 Variation du courant I_C et de la tension V_{CE}

Type de polarisation	Δβ	ΔI_C	ΔV_{CE}
Par courant de base	50	285 μA	2,85 V

Cet exemple simple nous permet de constater que la stabilité du point de fonctionnement repose en fait sur celle du courant de collecteur. En effet, le courant de collecteur I_C suit les variations de β.

Ce montage est sensible à la dérive thermique, il est évident que le comportement dynamique du transistor en sera certainement affecté. Nous pouvons atténuer ces effets et améliorer la stabilité en utilisant une solution technique simple : il suffit d'ajouter une résistance entre l'émetteur et la masse. Ce circuit sera présenté dans la section suivante.

6.4 Polarisation par réaction de l'émetteur

Dans la section précédente, nous avons constaté que le circuit de polarisation par courant de base est fortement dépendant du bêta du transistor, ce qui peut entraîner des variations significatives du point de fonctionnement. En revanche, la polarisation par réaction de l'émetteur stabilise ce point en utilisant une résistance branchée à l'émetteur, réduisant ainsi l'impact des variations du β et des changements de température. Nous présentons ce principe et ses avantages dans cette section.

6.4.1 Concept de réaction de l'émetteur

La résistance d'émetteur apporte un élément de contre-réaction au système. Un courant de collecteur plus élevé, dû à un β supérieur, engendrera une tension plus élevée aux bornes de la résistance d'émetteur R_E. En appliquant la loi des tensions, cela entraînera une réduction de la tension aux bornes de la résistance de base R_B, ce qui diminuera également le courant de base. Une fois le courant de base réduit, le courant de collecteur suivra cette tendance. Le calcul du courant de l'émetteur est moins simple que dans le circuit de la Figure 6-10.

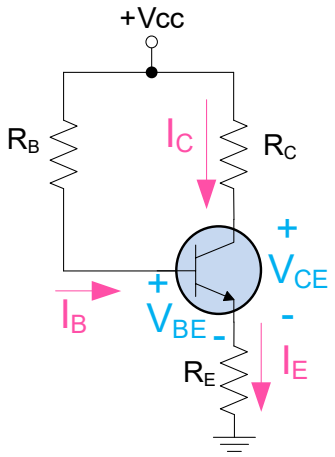


Figure 6-12 Circuit de polarisation par réaction de l'émetteur.

6.4.2 Méthodes de calcul

Examinons la boucle de Kirchhoff associée à la jonction base-émetteur du transistor et à la tension V_{CC} dans le circuit de la Figure 6-12.

$$V_{CC} - V_{R_B} - V_{BE} - V_{R_E} = 0$$

$$V_{CC} - (I_B \cdot R_B) - V_{BE} - (I_E \cdot R_E) = 0$$

Rappelons aussi que

$$I_E = I_C + I_B \text{ et } I_C = \beta_{cc} I_B$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

or

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta+1)} \quad \text{ou} \quad I_E = (\beta + 1) \cdot I_B$$

Par substitution, on a alors :

$$(I_E \cdot R_E) = V_{CC} - \left(\frac{I_E}{(\beta + 1)} \cdot R_B\right) - V_{BE}$$

$$(I_E \cdot R_E) + \left(\frac{I_E}{(\beta + 1)} \cdot R_B\right) = V_{CC} - V_{BE}$$

$$I_E \cdot \left(R_E + \frac{R_B}{(\beta + 1)}\right) = V_{CC} - V_{BE}$$

Le courant d'émetteur au repos s'établit comme suit :

$$\boxed{I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\left(R_E + \frac{R_B}{(\beta + 1)}\right)}}$$

Équation 6-11 Courant d'émetteur avec une polarisation par réaction de l'émetteur.

Connaissant le courant d'émetteur, il est facile de calculer le courant de base et le courant de collecteur.

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta+1)} \qquad \text{et} \qquad I_C = \beta_{cc} I_B$$

La tension de l'émetteur par rapport à la masse est égale à la tension aux bornes de la résistance d'émetteur. Donc au courant d'émetteur (I_E) multiplié par la résistance d'émetteur, R_E.

$$\boxed{V_E = V_{R_E} = I_E \cdot R_E}$$

Équation 6-12 Tension d'émetteur avec une polarisation par réaction de l'émetteur.

La loi des tensions de Kirchhoff donne :

$$\boxed{V_B = V_E + V_{BE}}$$

Équation 6-13 Tension de base avec une polarisation par réaction de l'émetteur.

Selon la loi des tensions de Kirchhoff appliquée à la maille émetteur-collecteur du circuit de la Figure 6-12, on obtient :

$$V_{CC} - V_{R_C} - V_{CE} - V_{RE} = 0$$

De plus, la tension du collecteur par rapport à la masse est définie comme suit :

$$V_C = 0\,V + V_{RE} + V_{CE} = V_{RE} + V_{CE}$$

Par substitution, on obtient :

$$V_{CC} - V_{R_C} - V_C = 0$$

$$V_C = V_{CC} - V_{R_C}$$

Ainsi, la tension de collecteur par rapport à commun est alors :

$$\boxed{V_C = V_{CC} - (I_C \cdot R_C)}$$

Équation 6-14 Tension du collecteur avec une polarisation par réaction de l'émetteur.

Encore une fois, nous pouvons également trouver la tension de collecteur par l'approche suivante :

- la tension du collecteur, V_C, est égale à la tension d'alimentation du collecteur (V_{CC}) moins la chute de tension aux bornes de la résistance du collecteur, R_C.

$$V_C = V_{CC} - V_{R_C}$$

Bien entendu, nous arrivons à la même équation que précédemment. Enfin, la tension V_{CE} de repos est déterminée aisément par la formule :

$$\boxed{V_{CE} = V_C - V_E}$$

Équation 6-15 Tension entre le collecteur et l'émetteur d'un transistor.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 6.4 : Calculs d'une polarisation par réaction de l'émetteur

Trouvez I_E, I_B, I_C, V_E, V_B, V_C et V_{CE} pour le circuit de la Figure 6-13.

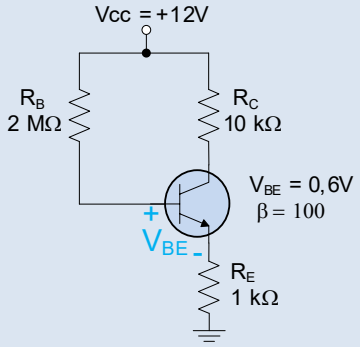


Figure 6-13 Circuit de polarisation par réaction de l'émetteur.

Solution :

À la Figure 6-13 le courant d'émetteur vaut donc :

$$I_E = \frac{V_{CC}-V_{BE}}{\left(R_E+\frac{R_B}{(\beta+1)}\right)} = \frac{12\ V-0{,}6\ V}{\left(1\ k\Omega+\frac{2\ M\Omega}{(100+1)}\right)} = 548{,}0\ \mu A$$

Ensuite :

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta+1)} = \frac{548{,}0\ \mu A}{(100+1)} = 5{,}426\ \mu A$$

$$I_C = \beta \cdot \mathrm{I_B} = 100 \cdot 5{,}42\ \mu A = 542{,}6\ \mu A$$

La tension de l'émetteur par rapport à la masse :

$$V_E = V_{R_E} = I_E \cdot R_E = 548{,}0\ \mu A \cdot 1\ k\Omega = 548\ mV$$

La jonction base-émetteur présente une chute de tension de 0,6 V, ce qui donne une tension à la base par rapport à commun suivante :

$$V_B = V_E + V_{BE} = 548\ mV + 0{,}6\ V = 1{,}15\ V$$

La tension de collecteur par rapport à commun est alors :

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 12\ V - 542{,}6\ \mu A \cdot 10\ k\Omega = 6{,}57\ V$$

Enfin, la tension V_{CE} de repos est :

$$V_{CE} = V_C - V_E = 6{,}57\ V - 548\ \mathrm{mV} = 6{,}026\ \mathrm{V}$$

6.4.3 Effet du bêta et de la température sur le circuit

De la boucle de Kirchhoff base-émetteur du circuit de la Figure 6-12, nous aurions pu obtenir par substitution du courant I_E, l'équation du courant I_B :

$$\boxed{I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{(R_B + (\beta + 1)R_E)}}$$

Équation 6-16 Courant de base avec une polarisation par réaction de l'émetteur.

Or le courant de collecteur est :

$$I_C = \beta_{cc} I_B$$

Donc

$$I_C = \beta \cdot \left[\frac{V_{CC} - V_{BE}}{(R_B + (\beta + 1)R_E)}\right]$$

$$I_C = \frac{\beta}{(\beta + 1)} \cdot \left[\frac{V_{CC} - V_{BE}}{\left(\frac{R_B}{(\beta + 1)} + R_E\right)}\right]$$

Si nous posons $\beta \approx (\beta+1)$, on obtient :

$$\boxed{I_C = \left[\frac{V_{CC} - V_{BE}}{\left(\frac{R_B}{(\beta + 1)} + R_E\right)}\right]}$$

Équation 6-17 Courant de collecteur avec une polarisation par réaction de l'émetteur en fonction du bêta.

Nous constatons que le courant de collecteur I_C est inversement proportionnel aux variations de β. Toutefois, comme R_E est beaucoup plus grand que $R_B/(\beta + 1)$, l'influence des variations de β sur I_C est significativement réduite par rapport au circuit de polarisation par courant de base sans résistance d'émetteur. Cette observation sera mise en évidence dans le prochain exemple, qui en apportera une démonstration claire et détaillée.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 6.5 : Glissement du point de repos d'une polarisation par courant de base

Considérons le circuit de la Figure 6-13 de l'exemple 4. Les calculs ont été faits pour un transistor dont le gain β est normalement de 100. Supposons que le gain β subisse un accroissement de 50% c'est-à-dire devienne égal à 150, qu'adviendra-t-il du point de fonctionnement ?

Solution :

Voyons d'abord le point de repos du transistor de l'exemple 4. Nous avons :

I_C = 542,6 µA et V_{CE} = 6,026 V

Le point de fonctionnement est donc placé presque au milieu de la droite de charge (Figure 6-14a). Si, à présent, nous considérons que β est passé à 150, les calculs nous montrent que :

$$I_E = \frac{V_{CC}-V_{BE}}{\left(R_E+\frac{R_B}{(\beta+1)}\right)} = \frac{12\ V-0{,}6\ V}{\left(1\ k\Omega+\frac{2\ M\Omega}{(150+1)}\right)} = 800{,}3\ \mu A$$

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta+1)} = \frac{800{,}3\ \mu A}{(150+1)} = 5{,}3\ \mu A$$

$$I_C = 150 \cdot 5{,}3\ \mu A = 795\ \mu A$$

$$V_E = V_{R_E} = I_E \cdot R_E = 800{,}3\ \mu A \cdot 1\ k\Omega = 0{,}8\ V$$

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 15\ V - 795\ \mu A \cdot 10\ k\Omega = 4{,}05\ V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 4{,}05\ V - 0{,}8\ \text{V} = 3{,}25\text{V}$$

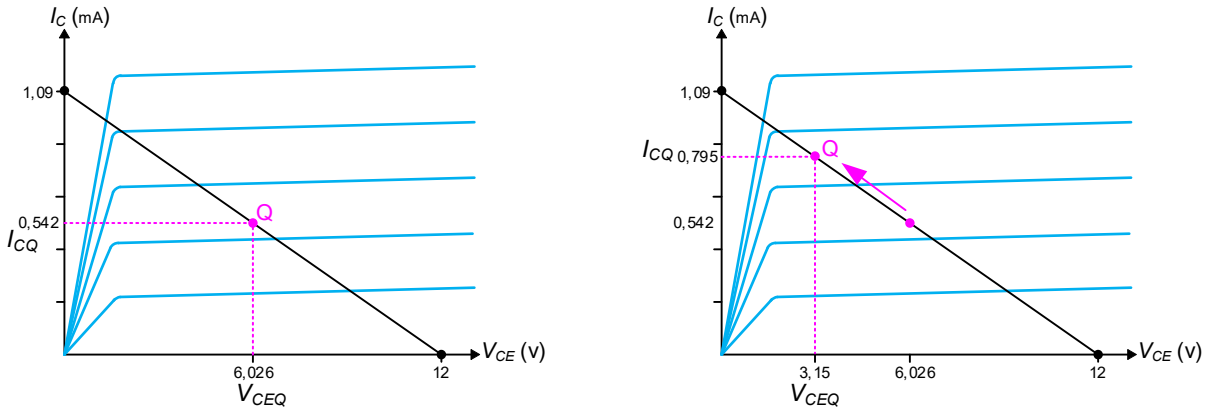


Figure 6-14 Glissement du point de fonctionnement par altération du gain β.

Le point de fonctionnement a glissé sur la droite de charge d'une façon moindre que le circuit de polarisation par courant de base sans résistance d'émetteur (Figure 6-14a). Le Tableau 6-2 résume les variations du courant I_C et de la tension V_{CE} pour les deux types de circuits de polarisation par le courant de base et par réaction de l'émetteur.

Tableau 6-2 Variation du courant I_C et de la tension V_{CE}

Type de polarisation	$\Delta\beta$	ΔI_C	ΔV_{CE}
Par courant de base	50	285 μA	2,85 V
Par réaction de l'émetteur	50	253 μA	2,78 V

Cet exemple simple nous permet de constater que la résistance d'émetteur permet, dans une certaine mesure, de compenser les variations de β afin de minimiser les variations du courant I_C et de la tension V_{CE}.

Dans la prochaine section, nous découvrirons un circuit qui rend la dérive thermique de I_{CQ} et V_{CEQ} pratiquement négligeable, assurant une stabilité thermique nettement améliorée.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

6.5 Polarisation par diviseur de tension

Ce circuit de polarisation emploie une source qui alimente directement le circuit du collecteur. De plus, grâce à un diviseur de tension approprié, cette source fournira une tension à la base, plutôt que d'alimenter celle-ci directement par un courant. Nous présentons le concept dans cette section.

6.5.1 Polarisation de la jonction base-émetteur par une tension

Nous avons vu que le gain β du transistor change en fonction de la température et et que les configurations précédentes sont sujettes à la dérive thermique. La polarisation par courant de base, même avec une résistance à l'émetteur, reste cependant une configuration peu fiable. Cela s'explique par le rôle prépondérant du gain β. Par conséquent, le point de polarisation calculé peut différer considérablement de celui obtenu en pratique. C'est pourquoi cette méthode de polarisation par *diviseur de tension* a été développée, car elle stabilise le montage en fonction de la température et le rend indépendant du gain β.

La Figure 6-15 représente le circuit de polarisation par diviseur de tension, également connu sous le nom de *polarisation en H*. Le terme « polarisation en *H* » provient de la configuration du circuit qui rappelle la lettre « *H* ». Ce type de polarisation intègre un diviseur de tension à la base, permettant de contrôler la polarisation à l'aide d'une tension plutôt que d'un courant. De plus, la résistance R_E contribue à stabiliser le circuit en évitant que les variations de température n'altèrent les caractéristiques du transistor.

Dans une telle configuration, la tension de la base doit être légèrement plus positive que l'émetteur. Le diviseur de tension formé par R_1 et R_2 permet d'obtenir la polarisation nécessaire pour la bonne opération de ce circuit. La tension aux bornes de R_2 polarise donc la jonction base-émetteur en direct, en maintenant un potentiel fixe à la base, légèrement supérieur à celui de l'émetteur. Cette méthode de polarisation est la ***plus couramment utilisée*** dans les circuits linéaires.

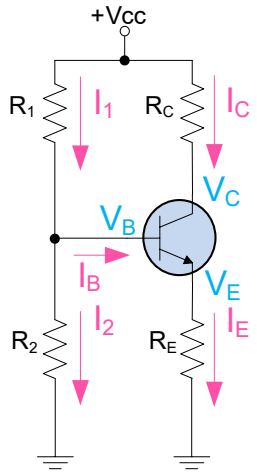


Figure 6-15 Circuit de polarisation par diviseur de tension.

Il existe principalement deux approches pour calculer les paramètres d'un circuit en configuration de polarisation par diviseur de tension : la *méthode précise* et la *méthode approximative*. Nous allons présenter les deux méthodes ici.

6.5.2 Méthode de calculs précise pour déterminer I_E

Parfois, il est préférable de redessiner le circuit pour mieux visualiser les boucles de tension et les nœuds de courant éventuels.

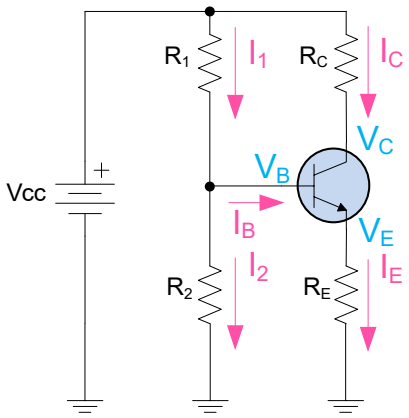


Figure 6-16 Schéma non simplifié d'un circuit de polarisation par diviseur de tension.

Nous avons appris ultérieurement que le théorème de Thévenin est une technique qui facilite l'analyse des circuits électriques. Elle est particulièrement utile lorsqu'on souhaite déterminer la tension et le courant dans une seule branche d'un circuit. Ce théorème est également précieux pour évaluer l'impact d'une partie d'un circuit sur l'ensemble. En outre, il permet de réduire le nombre d'équations à résoudre, simplifiant ainsi le processus d'analyse. C'est cette approche que nous allons adopter pour simplifier l'analyse du circuit afin de trouver la valeur exacte du courant émetteur du circuit sans négliger le courant de base, I_B.

Pour le circuit à transistor avec une configuration de polarisation par diviseur de tension, ce qui nous intéresse est l'impact du circuit entre la base du transistor et la masse du circuit. L'objectif ici est donc de remplacer le nœud de courant (A) formé des courants I_1, I_2 et I_B. En d'autres mots, nous voulons faire un Thévenin vu de la base du transistor. La Figure 6-17b représente l'équivalent Thévenin du point de vue de la base du circuit de polarisation par diviseur de tension.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

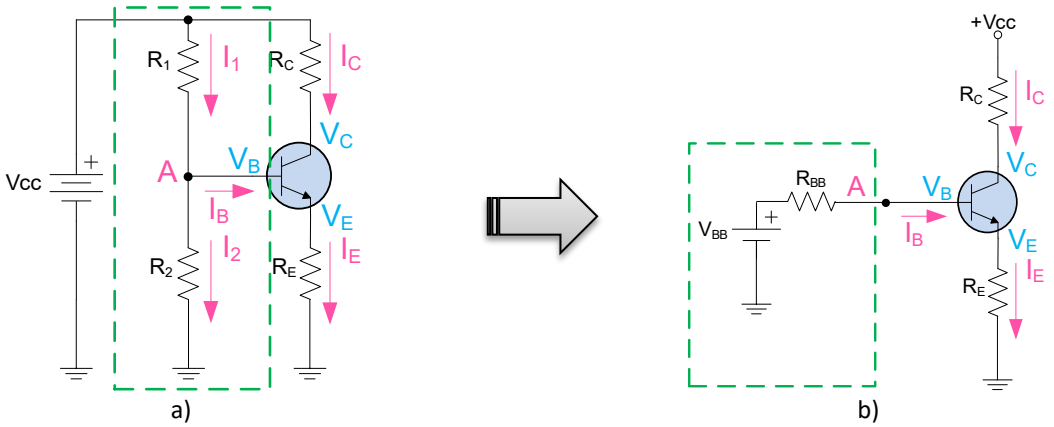


Figure 6-17 Schéma équivalent Thévenin de la base du transistor.

D'après le théorème de Thévenin, la tension Thévenin est celle qui apparaît entre la borne A et la masse du circuit de la Figure 6-18 lorsque le transistor est enlevé.

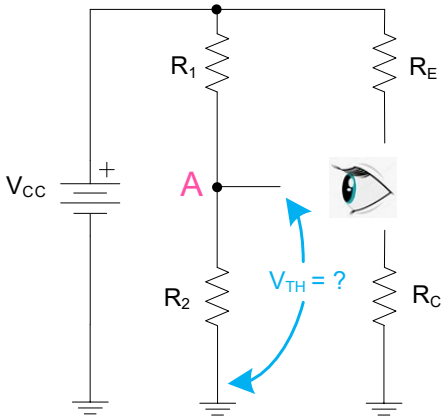


Figure 6-18 Circuit ouvert lorsque le transistor est enlevé.

Si on ouvre la connexion de base, le diviseur de tension est à vide. Par conséquent, la tension équivalente de Thévenin du diviseur de tension est :

$$V_{Th} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Équation 6-18 Tension Thevenin du circuit avec une polarisation par diviseur de tension.

La résistance Thévenin est celle que l'on mesure entre la borne A et la masse du circuit de la Figure 6-19 lorsque toutes les sources de tensions ont été court-circuitées et que les sources de courant ont été ouvertes.

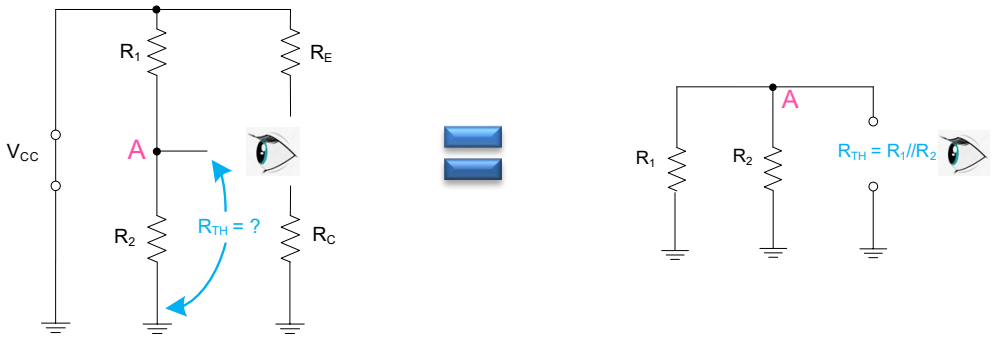


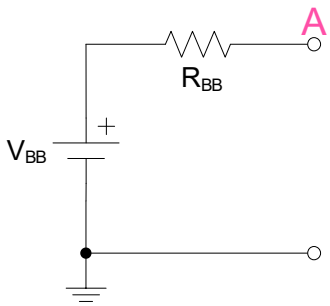
Figure 6-19 Circuit équivalent pour la résistance Thévenin.

La résistance équivalente Thévenin est :

$$R_{th} = R_1 \,||\, R_2$$

Équation 6-19 Résistance Thevenin du circuit avec une polarisation par diviseur de tension.

Finalement, le circuit Thévenin équivalent est représenté à la Figure 6-20.



Où $V_{BB} = V_{Th} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}$

et $R_{BB} = R_{th} = R_1 \,||\, R_2$

Figure 6-20 Circuit équivalent Thévenin.

Ceci nous permet de brancher le circuit équivalent Thévenin au reste du circuit pour réaliser une analyse statique précise. Bien qu'il soit possible de résoudre le circuit original en utilisant les lois de Kirchhoff et en résolvant plusieurs équations, l'analyse du circuit équivalent de Thévenin sera plus simple et produira les mêmes résultats que si l'on avait utilisé le circuit original avec les lois de Kirchhoff. La Figure 6-21 représente le circuit complet incluant le circuit équivalent Thévenin.

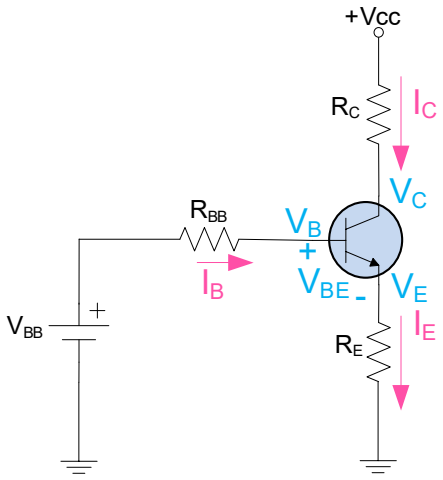


Figure 6-21 Circuit équivalent Thévenin pour une polarisation par diviseur de tension.

La boucle de tension base-émetteur

Nous devons maintenant analyser le circuit équivalent Thévenin afin de trouver les tensions et les courants de polarisation du transistor. Ce circuit se rapproche du circuit de polarisation par la base avec deux sources. La source de tension V_{BB} polarise en direct la jonction base-émetteur à travers les résistances R_{BB} et R_E.

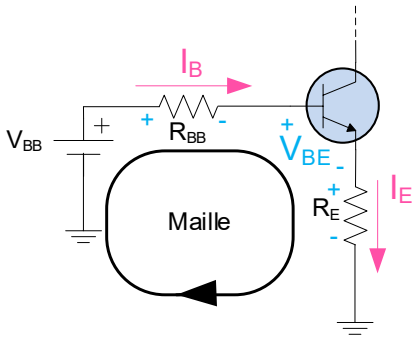


Figure 6-22 Boucle de tension base-émetteur du circuit.

Selon la loi des tensions de Kirchhoff appliquée à la maille base-émetteur du circuit de la Figure 6-22, on obtient :

$$V_{BB} - V_{R_{BB}} - V_{BE} - V_{R_E} = 0$$

$$V_{BB} - (I_B \cdot R_{BB}) - V_{BE} - (I_E \cdot R_E) = 0$$

Nous savons que

$$I_E = I_C + I_B \quad \text{et} \quad I_C = \beta_{cc} I_B$$

donc

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)}$$

Par substitution, nous pouvons donc trouver I_E.

$$(I_E \cdot R_E) = V_{BB} - \left(\frac{I_E}{(\beta + 1)} \cdot R_{BB}\right) - V_{BE}$$

$$(I_E \cdot R_E) + \left(\frac{I_E}{(\beta + 1)} \cdot R_{BB}\right) = V_{BB} - V_{BE}$$

$$I_E \cdot \left(R_E + \frac{R_{BB}}{(\beta + 1)}\right) = V_{BB} - V_{BE}$$

Le courant d'émetteur au repos s'établit comme suit :

$$\boxed{I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(R_E + \frac{R_{BB}}{(\beta + 1)}\right)}}$$

Équation 6-20 Courant d'émetteur du circuit avec une polarisation par diviseur de tension.

Par la suite, nous pouvons calculer les paramètres suivants :

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)}$$

$$\mathrm{I_C} = \mathrm{I_E} - I_B = \beta_{cc} I_B = \mathrm{I_E} \cdot \frac{\beta}{(\beta + 1)}$$

$$\mathrm{V_E} = \mathrm{I_E} \cdot \mathrm{R_E}$$

$$\mathrm{V_B} = \mathrm{V_E} + \mathrm{V_{BE}}$$

$$\mathrm{V_C} = \mathrm{V_{CC}} - \mathrm{I_C} \cdot \mathrm{R_C}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

6.5.3 Méthode de calculs approximatifs pour déterminer I_E

Si le bêta du transistor est suffisamment grand (>100), nous pouvons utiliser une méthode de calcul approximative. Par l'approche approximative, on est en mesure d'estimer rapidement les tensions et les courants qu'on devrait normalement retrouver dans un circuit à transistor.

Dans l'Équation 6-20, le terme $R_{BB}/(ß+1)$ est négligeable par rapport à R_E et peut donc être omis. Cela signifie que nous supposons qu'aucun courant ne circule dans R_{BB}, en d'autres termes, que le courant de base est négligeable, voire nul. Par conséquent, nous affirmons que la tension de base est égale à V_{BB}.

$$V_B \cong V_{BB} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Si l'on néglige I_B, nous pouvons dire que

$$I_C \cong I_E$$

Par la suite, nous pouvons calculer les autres paramètres en utilisant la loi d'Ohm et les lois de Kirchhoff.

Exemple 6.6 : Calculs d'une polarisation en H

À titre d'exemple, à partir du circuit de la Figure 6-23, voici un calcul précis de toutes les tensions et de tous les courants, sans négliger I_B, et ensuite un autre calcul en supposant un courant de base nul.

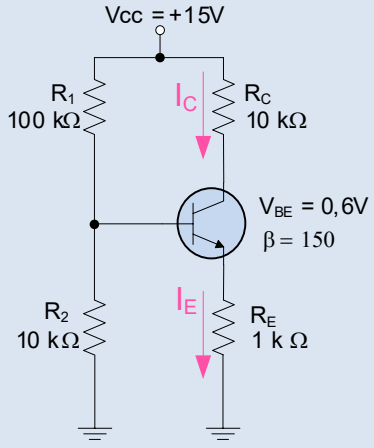


Figure 6-23 Circuit de l'exemple 6.

Solution :

Calculs par la méthode précise

$$V_{BB} = V_{Th} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{100\ k\Omega + 10\ k\Omega} = 1{,}36\ V$$

$$R_{BB} = R_{th} = R_1 \,||\, R_2 = \frac{100\ k\Omega \cdot 10\ k\Omega}{100\ k\Omega + 10\ k\Omega} = 9{,}09\ k\Omega$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(R_E + \frac{R_{BB}}{(\beta+1)}\right)} = \frac{1{,}36\ V - 0{,}6\ V}{\left(1\ k\Omega + \frac{9{,}09\ k\Omega}{(100+1)}\right)} = 697{,}24\ \mu A$$

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta+1)} = \frac{697{,}24\ \mu A}{(100+1)} = 6{,}903\ \mu A$$

$$I_C = \beta_{cc} I_B = 100 \cdot 6{,}903\ \mu A = 690{,}3\ \mu A$$

$$V_E = I_E \cdot R_E = 697{,}24\ \mu A \cdot 1\ k\Omega = 697{,}24\ mV$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 697{,}24\ mV + 0{,}6\ V = 1{,}297\ V$$

$$V_C = V_{CC} - (I_C \cdot R_C) = 15\ V - (690{,}3\ \mu A \cdot 10\ k\Omega) = 8{,}09\ V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 8{,}09\ V - 697{,}24\ mV = 7{,}40\ V$$

Calculs par la méthode approximative

$$V_B = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{100\ k\Omega + 10\ k\Omega} = 1{,}36\ V$$

La jonction base-émetteur présente une chute de tension de 0,6 V, ce qui donne une tension à l'émetteur par rapport à au point commun suivante :

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1{,}36\ V - 0{,}6\ V = 760\ mV$$

On aura donc :

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{760\ mV}{1\ k\Omega} = 760\ \mu A$$

Du fait que β est grand, nous avons :

$$I_C = I_E = 760\ \mu A$$

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 15\ V - 760\ \mu A \cdot 10\ k\Omega = 7{,}4\ V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 7{,}4\ \mathrm{V} - 760\ mV = 6{,}64\ V$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

6.5.4 Effet du bêta et de la température sur le circuit

Étudions maintenant la stabilité du circuit à transistor avec une polarisation par diviseur de tension. Notre analyse débutera avec l'équation des tensions de Kirchhoff appliquée à la maille base-émetteur du circuit de la Figure 6-22.

$$V_{BB} - V_{R_{BB}} - V_{BE} - V_{R_E} = 0$$

$$V_{BB} - (I_B \cdot R_{BB}) - V_{BE} - (I_E \cdot R_E) = 0$$

$$V_{BB} = (I_B \cdot R_{BB}) + \big((\beta + 1) I_B \cdot R_E\big) + V_{BE}$$

$$V_{BB} = I_B[(R_1 \,||\, R_2) + (\beta + 1) \cdot R_E] + V_{BE}$$

Posons, pour ce type de polarisation : $(\beta + 1) \cdot R_E \gg (R_1 \,||\, R_2)$, nous pouvons simplifier l'équation :

$$V_{BB} = I_B(\beta + 1) \cdot R_E + V_{BE}$$

Ce qui nous permet de déterminer le courant de base :

$$\mathrm{I_B} = \frac{\mathrm{V_{BB}} - \mathrm{V_{BE}}}{(\beta + 1) \cdot \mathrm{R_E}}$$

Rappelons aussi que

$$\mathrm{V_{BB}} = V_{CC} \cdot \frac{\mathrm{R_2}}{\mathrm{R_1} + \mathrm{R_2}}$$

Par substitution, nous avons alors :

$$I_B = \frac{\left(V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) - V_{BE}}{(\beta + 1) \cdot R_E}$$

Nous avons aussi

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE} + I_E \cdot R_E$$

Or, $I_E = \frac{(\beta+1)}{\beta} \cdot I_C$, mais comme β est très grand, nous pouvons écrire :

$$\mathrm{I_C} \cong I_E$$

Donc,

$$V_{CC} = I_C \cdot (R_C + R_E) + V_{CE}$$

Connaissant le courant de base, il est facile de calculer le courant de collecteur.

$$I_C = \beta_{cc} I_B$$

$$I_C = \beta_{cc} \left[\frac{\left(V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) - V_{BE}}{(\beta + 1) \cdot R_E} \right]$$

Encore une fois comme β et très grand, nous pouvons écrire :

$$(\beta + 1) \cong \beta$$

Dans cette condition, une nouvelle simplification intervient :

$$\boxed{I_C = \frac{\left(V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) - V_{BE}}{R_E}}$$

Équation 6-21 Courant de collecteur du circuit avec une polarisation par diviseur de tension.

Nous pouvons remarquer que le courant de collecteur I_C ne dépend plus de β. Bien sûr, cette analyse a été faite sur un plan plus général et ne permet pas l'utilisation des formules simplifiées. Cependant, nous pouvons affirmer que ce type de polarisation confère au circuit une grande stabilité, à condition que les valeurs des résistances et du gain β du transistor soient choisies avec soin.

Exemple 6.7 : Calculs Glissement du point de repos d'une polarisation en H

Considérons le circuit de la Figure 6-13 de l'exemple 6. Les calculs ont été faits pour un transistor dont le gain β est normalement de 100. Supposons que le gain β subisse un accroissement de 300% c'est-à-dire devienne égal à 300, qu'adviendra-t-il du point de fonctionnement ?

Solution :

Voyons d'abord le point de repos du transistor de l'exemple 6. Nous avons :

I_C = 690,3 µA et V_{CE} = 7,40 V

Le point de fonctionnement est donc placé presque au milieu de la droite de charge (Figure 6-24a).

Si, à présent, nous considérons que β est passé à 300, les calculs nous montrent que :

Calculs par la méthode précise

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$I_E = \frac{V_{BB}-V_{BE}}{\left(R_E+\frac{R_{BB}}{(\beta+1)}\right)} = \frac{1{,}36\ V-0{,}6\ V}{\left(1\ k\Omega+\frac{9{,}09\ k\Omega}{(300+1)}\right)} = 737{,}72\ \mu A$$

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta+1)} = \frac{737{,}72\ \mu A}{(300+1)} = 2{,}45\ \mu A$$

$$I_C = \beta_{cc} I_B = 300 \cdot 2{,}45\ \mu A = 735{,}27\ \mu A$$

$$V_E = I_E \cdot R_E = 737{,}72\ \mu A \cdot 1\ k\Omega = 737{,}72\ mV$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 697{,}24\ mV + 0{,}6\ V = 1{,}297\ V$$

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 15\ V - 735{,}27\ \mu A \cdot 10\ k\Omega = 7{,}65\ V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 7{,}65\ V - 737{,}72\ mV = 6{,}91\ V$$

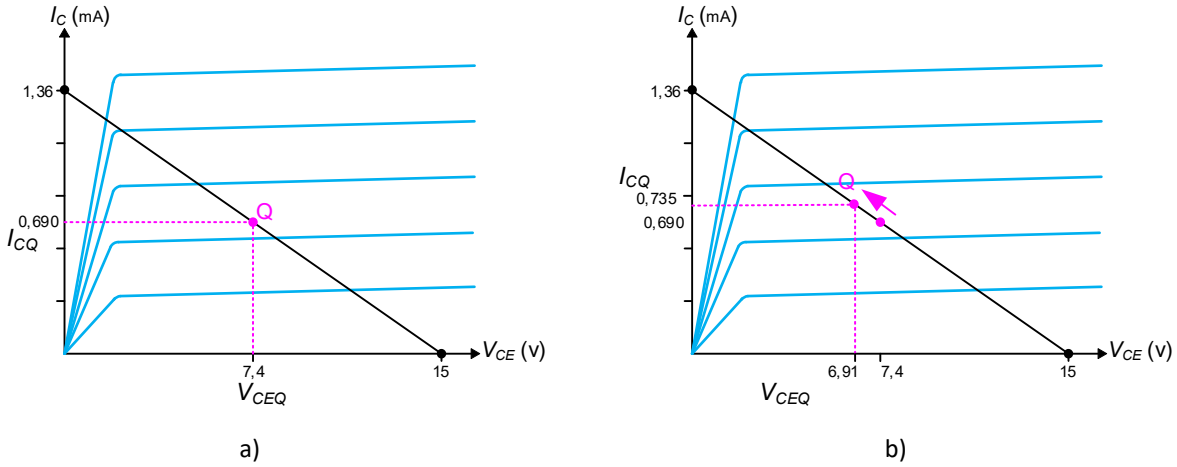


Figure 6-24 Glissement du point de fonctionnement par altération du gain β.

Le point de fonctionnement a glissé sur la droite de charge d'une façon moindre que les circuits de polarisation par courant de base avec ou sans résistance d'émetteur (Figure 6-24b). Alors que la variation du gain β triple ($\Delta\beta$ = 200), le courant de collecteur n'est modifié que très légèrement. Le glissement que la tension V_{CEQ} subit est aussi négligeable. Le Tableau 6-3 résume les variations du courant I_C et de la tension V_{CE} pour les trois types de circuits de polarisation.

Tableau 6-3 Variation du courant I_C et de la tension V_{CE}

Type de polarisation	Δβ	ΔI_C	ΔV_{CE}
Par courant de base	50	285 μA	2,85 V
Par réaction de l'émetteur	50	253 μA	2,78 V
Par diviseur de tension	200	44,97 μA	0,490 V

À la suite de ces constatations, il ressort de cela que l'effet de la dérive thermique sur I_{CQ} et V_{CEQ} du circuit de polarisation par diviseur de tension est négligeable. Ce qui permet d'affirmer sans contredit que ce circuit est le plus stable des circuits présentés jusqu'à présent.

6.6 Polarisation par réaction du collecteur

Une alternative pour polariser un transistor est d'utiliser une résistance entre le collecteur et la base. Cette approche est appelée *polarisation par réaction du collecteur*. La polarisation par réaction du collecteur stabilise le point de fonctionnement du transistor en utilisant une rétroaction à partir du collecteur. Cette méthode améliore la stabilité du circuit en réduisant les effets des variations de température et des caractéristiques du transistor. Nous explorons ce principe et ses avantages dans cette section.

6.6.1 Concept de réaction du collecteur

Ce montage consiste à relier la résistance de base au collecteur au lieu d'être connectée directement à la source d'alimentation. Par conséquent, la résistance de base se trouve à recevoir son alimentation par la résistance du collecteur. Ceci a pour effet d'introduire une contre-réaction qui va donner de la stabilité au montage. La Figure 6-25 illustre un circuit de polarisation par réaction du collecteur.

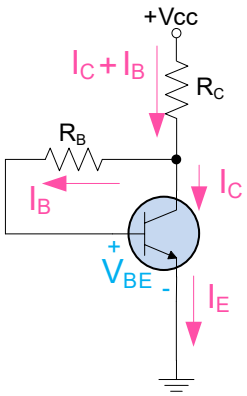


Figure 6-25 Circuit de polarisation par réaction du collecteur.

Voici comment se produit la réaction. Supposons que la température augmente provoquant de ce fait l'augmentation du bêta. Il en résultera un courant de collecteur plus fort et par conséquent une diminution de V_C, car V_{RC} augmente avec I_C. Il y a donc moins de tension pour alimenter la résistance de base, ce qui provoque une diminution du courant de base. La diminution du courant de base entraîne également une réduction de l'augmentation initiale du courant de collecteur. Grâce à cette réaction, le courant de collecteur n'est plus directement proportionnel au gain β et n'augmente donc pas aussi rapidement que ce dernier.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

6.6.2 Méthodes de calcul

En analysant le circuit, nous constatons que le courant qui circule dans la résistance R_C est la somme du courant de base et du courant du collecteur, donc il est égal au courant d'émetteur ($I_E = I_B + I_C$). Par conséquent, nous pouvons écrire la relation de la loi de Kirchhoff en tension suivante :

$$V_{CC} - (I_E \cdot R_C) - (I_B \cdot R_B) - V_{BE} = 0$$

$$V_{CC} - V_{BE} = (I_E \cdot R_C) + (I_B \cdot R_B)$$

$$V_{CC} - V_{BE} = (I_E \cdot R_C) + (I_B \cdot R_B)$$

$$V_{CC} - V_{BE} = I_B(\beta + 1) \cdot R_C + (I_B \cdot R_B)$$

Le courant de base est alors donné par :

$$\boxed{I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{[(\beta + 1) \cdot R_C + R_B]}}$$

Équation 6-22 Courant de base du circuit avec une polarisation par réaction du collecteur.

Cette relation montre simplement que I_C ($\approx I_E$) et I_B varient en sens contraires : si l'un augmente, l'autre diminue. En effet, si on manipule la deuxième équation de la loi de Kirchhoff en tension, nous trouvons la relation entre I_B et I_E, donc I_B et I_C.

$$\boxed{I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - (I_E \cdot R_C)}{R_B}}$$

Équation 6-23 Courant de base du circuit avec une polarisation par réaction du collecteur en fonction de I_E.

Ce qui confère au circuit une certaine stabilité en température. Toutefois, cette polarisation est moins performante que la polarisation par diviseur de tension. En revanche, ce montage a l'avantage de procurer une assez bonne stabilité en température en l'absence de la résistance R_E, contrairement aux types de polarisations précédentes par courant de base.

Exemple 6.8 : Calculs d'une polarisation par réaction du collecteur

Déterminer le point d'opération du transistor de la Figure 6-26.

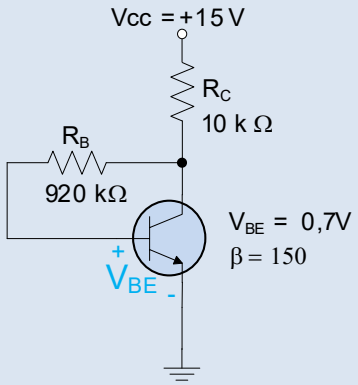


Figure 6-26 Circuit de l'exemple 8.

Solution :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{[(\beta+1)\cdot R_C + R_B]} = \frac{15\ V - 0{,}7\ V}{[(150+1)\cdot 10\ \text{k}\Omega + 920\ \text{k}\Omega]} = 5{,}885\ \mu A$$

$$I_E = (\beta + 1)\cdot I_E = (150 + 1)\cdot 5{,}885\ \mu A = 888{,}6\ \mu A$$

$$I_C = \beta_{cc} I_B = 150 \cdot 5{,}885\ \mu A = 882{,}7\ \mu A$$

$$V_E = 0\ V, \text{ donc } V_B = V_E + V_{BE} = 0\ V + 0{,}7\ V = 0{,}7\ V$$

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 15\ V - (882{,}7\ \mu A \cdot 10\ k\Omega) = 6{,}17\ V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 6{,}17\ V - 0\ V = 6{,}17\ V$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

6.7 La polarisation d'un transistor PNP

Dans les circuits étudiés jusqu'à maintenant, seuls des transistors NPN étaient utilisés pour l'analyse statique. Qu'arrive-t-il à l'analyse statique lorsqu'un transistor PNP est utilisé dans un circuit. Quelles différences apparaissent dans le comportement des grandeurs électriques, et comment cela affecte-t-il les conditions de polarisation et de fonctionnement ? Cette section explore ces changements et explique comment adapter l'analyse statique à ce type de transistor tout en conservant une démarche rigoureuse.

6.7.1 Sens des courants et des tensions

La Figure 6-27 représente un transistor PNP. Puisque les courants de la base, de l'émetteur et du collecteur pointent dans des directions opposées à celles d'un transistor NPN, les tensions et les courants sont tous inversés par rapport à ceux d'un transistor NPN dans les mêmes conditions. Autrement dit, pour polariser en direct la jonction base-émetteur d'un transistor PNP, la tension V_{EB} (ou V_{BE}) doit avoir la polarité indiquée à la Figure 6-27b. De même, pour polariser inversement la jonction base-collecteur, la tension V_{BC} doit correspondre à la polarité indiquée dans cette figure. Par conséquent, la tension V_{EC} adopte également une polarité inversée par rapport au transistor NPN tel qu'illustrée à la Figure 6-27b. Enfin, comme le courant d'émetteur est orienté vers l'intérieur du transistor, le courant émetteur conventionnel entre dans le PNP, tandis que les courants de base et de collecteur en sortent.

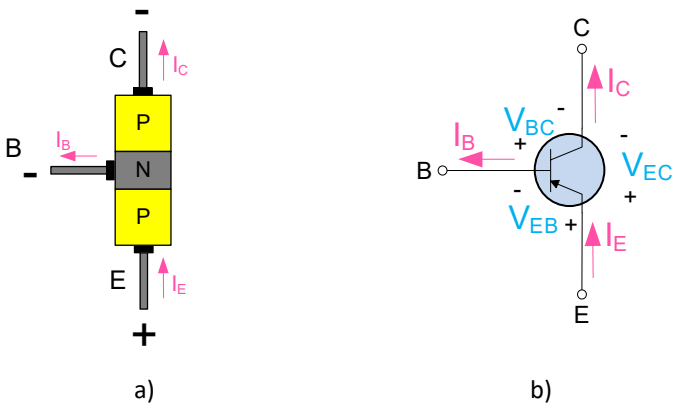


Figure 6-27 Courants et tensions du transistor BJT PNP.

6.7.2 Exemple d'analyse d'un circuit avec transistor PNP

La Figure 6-28 présente un circuit avec un transistor PNP polarisé par un diviseur de tension. Dans ce circuit, le collecteur est branché, à travers une résistance R_C, au potentiel le plus négatif du circuit. De son côté, l'émetteur est au potentiel le plus positif (à la masse à travers R_E). La base, située matériellement entre ces deux électrodes, est donc soumise à un potentiel dont la valeur est moins

positive que celle de l'émetteur, mais moins négative que celle du collecteur. Par conséquent la jonction base-collecteur est polarisée en inverse et la jonction base-émetteur est polarisée en direct.

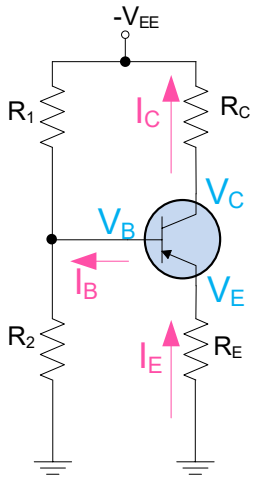
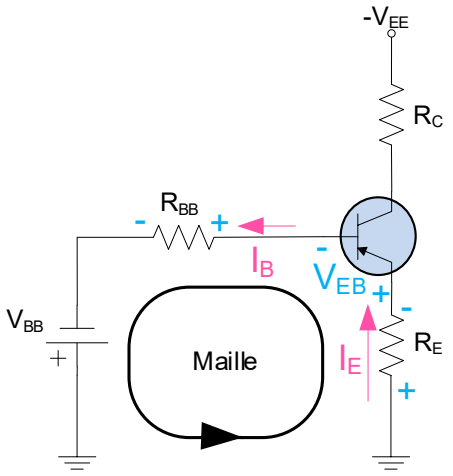


Figure 6-28 Circuit de polarisation par diviseur de tension pour un transistor PNP.

Revenons à la Figure 6-28, son analyse s'appuie sur le schéma équivalent de la Figure 6-29, obtenu en appliquant le théorème de Thévenin entre la base et la masse.



Où

$$V_{BB} = V_{Th} = V_{EE} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Et

$$R_{BB} = R_{th} = R_1 \,||\, R_2$$

Figure 6-29 Boucle de tension base-émetteur du circuit.

Selon la loi des tensions de Kirchhoff appliquée à la maille base-émetteur du circuit de la Figure 6-29, on obtient :

$$V_{BB} - V_{R_E} - V_{EB} - V_{R_{BB}} = 0$$

$$V_{BB} - (I_E \cdot R_E) - V_{EB} - (I_B \cdot R_{BB}) = 0$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Nous savons que

$$I_E = I_C + I_B \quad \text{et} \quad I_C = \beta_{cc} I_B$$

donc

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)}$$

Par substitution, nous pouvons donc trouver I_E.

$$(I_E \cdot R_E) = V_{BB} - V_{EB} - \left(\frac{I_E}{(\beta + 1)} \cdot R_{BB}\right)$$

$$(I_E \cdot R_E) + \left(\frac{I_E}{(\beta + 1)} \cdot R_{BB}\right) = V_{BB} - V_{EB}$$

$$I_E \cdot \left(R_E + \frac{R_{BB}}{(\beta + 1)}\right) = V_{BB} - V_{EB}$$

Le courant d'émetteur au repos s'établit comme suit :

$$\boxed{I_E = \frac{V_{BB} - V_{EB}}{\left(R_E + \frac{R_{BB}}{(\beta + 1)}\right)}}$$

Équation 6-24 Courant d'émetteur avec une polarisation par diviseur de tension pour un transistor PNP.

Les courants de base et de collecteur au repos s'établissent comme suit :

$$\boxed{I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)}}$$

Équation 6-25 Courant de base avec une polarisation par diviseur de tension pour un transistor PNP.

$$\boxed{\mathrm{I_C} = \mathrm{I_E} - I_B = \beta_{cc} I_B = \mathrm{I_E} \cdot \frac{\beta}{(\beta + 1)}}$$

Équation 6-26 Courant de collecteur avec une polarisation par diviseur de tension pour un transistor PNP.

Par la suite, nous pouvons calculer les autres paramètres avec la Figure 6-30 :

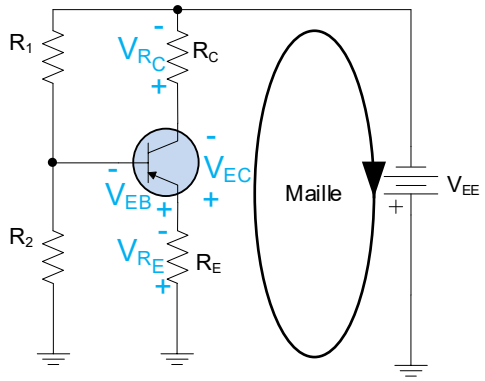


Figure 6-30 Boucle de tension émetteur-collecteur du circuit.

La tension de l'émetteur par rapport à la masse est définie comme suit :

$$\mathrm{V_E} = 0\ \mathrm{V} - V_{R_E} = -\mathrm{I_E} \cdot \mathrm{R_E}$$

Tandis que la tension V_B se trouve avec la tension V_E et la chute de tension V_{EB} :

$$\mathrm{V_B} = \mathrm{V_E} - \mathrm{V_{EB}}$$

Selon la loi des tensions de Kirchhoff appliquée à la maille émetteur-collecteur du circuit de la Figure 6-30, on obtient :

$$V_{EE} - V_{R_E} - V_{EC} - V_{R_C} = 0$$

De plus, la tension du collecteur par rapport à la masse est définie comme suit :

$$V_C = 0\ V - V_{R_E} - V_{EC} = -V_{R_E} - V_{EC}$$

Par substitution, on obtient :

$$V_{EE} + \mathrm{V_C} - V_{R_C} = 0$$

$$V_C = -V_{EE} + V_{R_C}$$

La tension de collecteur par rapport à commun est alors :

$$V_C = -V_{EE} + (I_C \cdot R_C)$$

Enfin, la tension V_{EC} de repos est :

$$V_{EC} = V_E - V_C$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 6.9 : Calculs d'une polarisation en H d'un transistor PNP

Calculer toutes les tensions et tous les courants, sans négliger I_B, du circuit de la Figure 6-31.

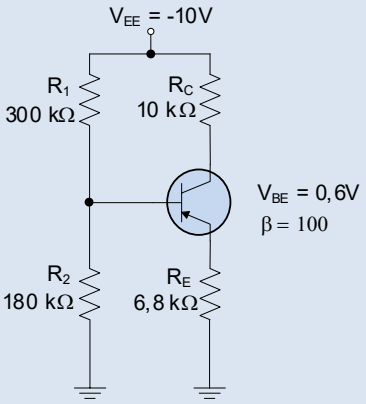


Figure 6-31 Circuit de l'exemple 9.

Solution :

Si on ouvre la connexion de la base, la tension équivalente Thévenin est :

$$V_{BB} = V_{Th} = V_{EE} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = -10\ V \cdot \frac{180\ k\Omega}{300\ k\Omega+180\ k\Omega} = -2{,}5\ V$$

Et la résistance équivalente Thévenin :

$$R_{BB} = R_{th} = R_1 \,||\, R_2 = \frac{300\ k\Omega \cdot 180\ k\Omega}{300\ k\Omega+180\ k\Omega} = 112{,}5\ k\Omega$$

Le circuit équivalent est représenté à la Figure 6-32.

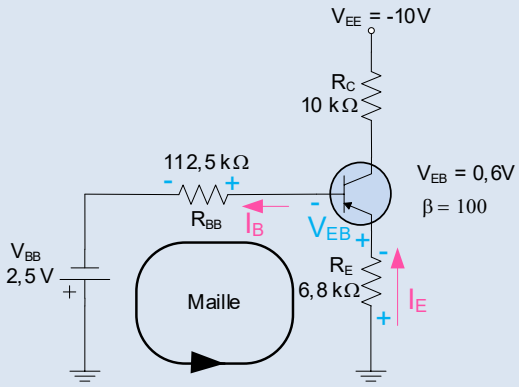


Figure 6-32 Circuit équivalent Thévenin de l'exemple 9.

$$I_E = \frac{V_{BB}-V_{EB}}{\left(R_E+\frac{R_{BB}}{(\beta+1)}\right)} = \frac{2{,}5\ V-0{,}6\ V}{\left(6{,}8\ k\Omega+\frac{112{,}5\ k\Omega}{(100+1)}\right)} = 240{,}1\ \mu A$$

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta+1)} = \frac{240{,}1\ \mu A}{(100+1)} = 2{,}38\ \mu A$$

$$I_C = \beta_{cc} I_B = 100 \cdot 2{,}38\ \mu A = 238\ \mu A$$

$$V_E = -V_{R_E} = -I_E \cdot R_E = -240{,}1\ \mu A \cdot 6{,}8\ k\Omega = -1{,}63\ V$$

$$V_B = V_E - V_{EB} = -1{,}63\ V - 0{,}6\ V = -2{,}23\ V$$

$$V_C = -V_{EE} + (I_C \cdot R_C) = -10\ V + (238\ \mu A \cdot 10\ k\Omega) = -7{,}63\ V$$

$$V_{EC} = V_E - V_C = -1{,}63\ V - (-7{,}63\ V) = 6{,}00\ V$$

6.7.3 Circuit avec représentation inversée des transistors PNP

Dans les schémas traditionnels, le transistor PNP est généralement représenté avec son émetteur orienté vers le haut, correspondant au potentiel le plus élevé. Ainsi, le courant d'émetteur circule vers le bas. Cette convention facilite l'uniformité dans l'analyse et la conception des circuits. Elle permet également d'intégrer à la fois des transistors PNP et NPN dans un même schéma tout en maintenant un sens unique de circulation des courants, du haut vers le bas. Cependant, lors des calculs, il est essentiel de tenir compte de la position de l'émetteur situé en haut du schéma. La Figure 6-33 représente un circuit avec représentation inversée d'un transistor PNP.

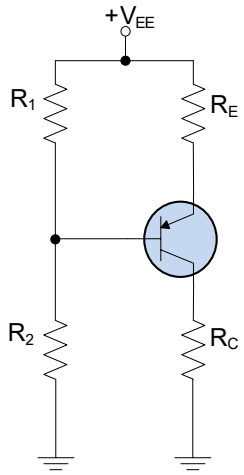


Figure 6-33 Circuit avec représentation inversée d'un transistor PNP.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

6.7.4 Méthodes de calcul d'un circuit avec représentation inversée d'un transistor PNP

Comme nous l'avons déjà mentionné, il peut être utile, voire nécessaire, de redessiner le circuit pour mieux visualiser les boucles de tension possibles.

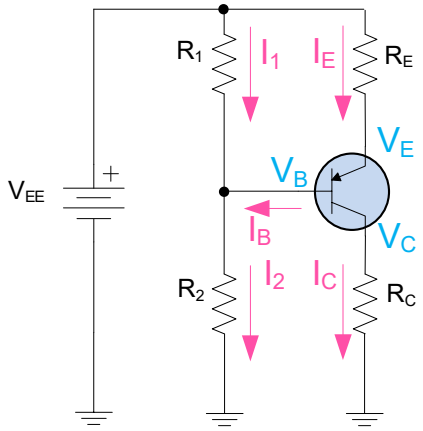


Figure 6-34 Circuit non simplifié.

Encore une fois, nous allons utiliser la méthode de Thévenin pour déterminer la valeur exacte du courant d'émetteur du circuit, sans négliger le courant de base I_B. L'objectif ici est de remplacer le nœud de courant (A) qui regroupent les courants I_1, I_2 et I_B. En d'autres mots, nous souhaitons appliquer le théorème de Thévenin du point de vue de la base du transistor. La Figure 6-35b représente l'équivalent Thévenin du circuit de polarisation par diviseur de tension, considéré du point de vue de la base du transistor.

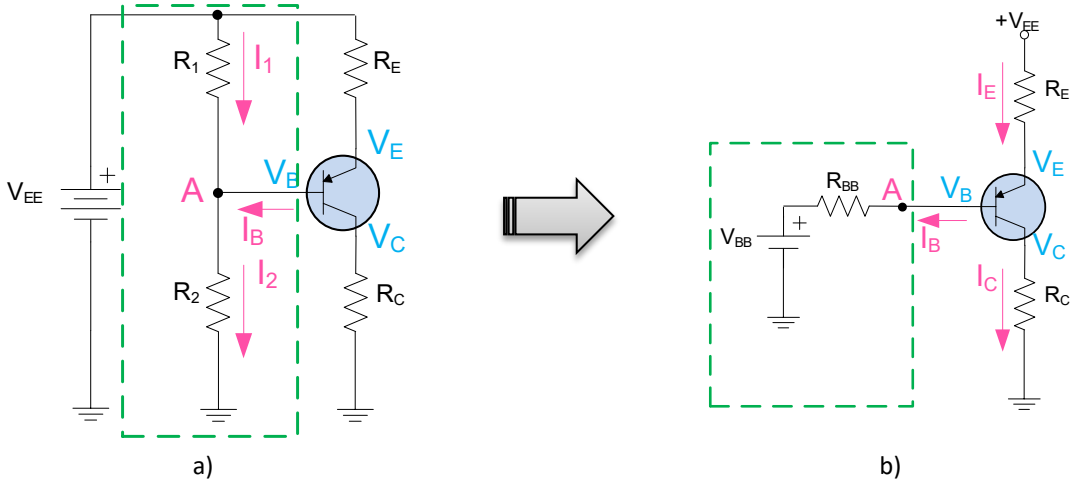


Figure 6-35 Circuit équivalent Thévenin.

D'après le théorème de Thévenin, la tension Thévenin est celle qui apparaît entre la borne A et la masse du circuit de la Figure 6-36 lorsque le transistor est enlevé.

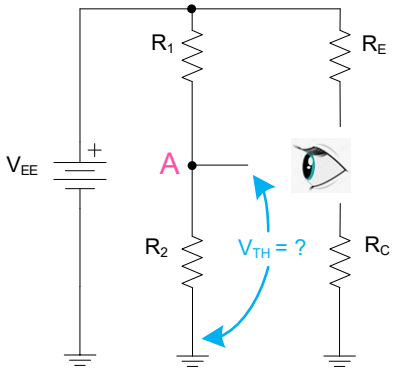


Figure 6-36 Circuit ouvert lorsque le transistor est enlevé.

Si on ouvre la connexion de base, le diviseur de tension est à vide. La tension équivalente de Thévenin du diviseur de tension est :

$$V_{Th} = V_{EE} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

La résistance Thévenin est celle que l'on mesure entre la borne A et la masse du circuit de la Figure 6-37 lorsque toutes les sources de tensions ont été court-circuitées et que les sources de courant ont été ouvertes.

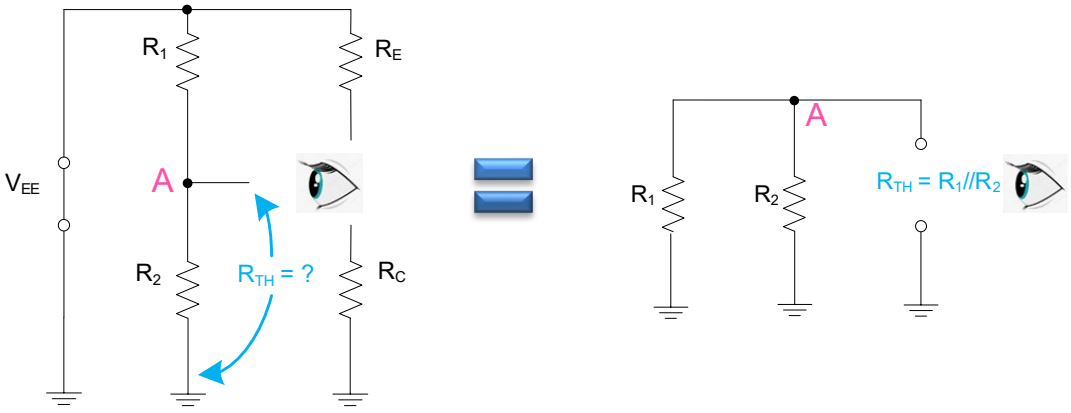


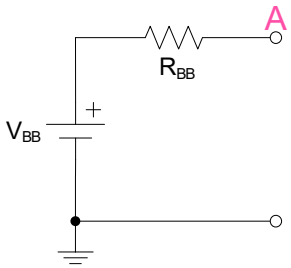
Figure 6-37 Circuit équivalent pour la résistance Thévenin.

La résistance équivalente Thévenin est :

$$R_{th} = R_1 \,||\, R_2$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Le circuit Thévenin équivalent est représenté à la Figure 6-38.



Où $V_{BB} = V_{Th} = V_{EE} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}$

et $R_{BB} = R_{th} = R_1 \,||\, R_2$

Figure 6-38 Circuit équivalent Thévenin.

Ceci nous permet de brancher le circuit équivalent Thévenin au reste du circuit pour réaliser une analyse statique précise. Bien qu'il soit possible de résoudre le circuit original en utilisant les lois de Kirchhoff et en résolvant plusieurs équations, l'analyse du circuit équivalent de Thévenin sera plus simple et produira les mêmes résultats que si l'on avait utilisé le circuit original avec les lois de Kirchhoff. La Figure 6-39 représente circuit équivalent Thévenin.

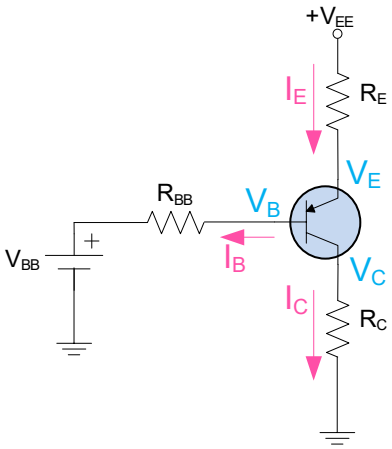


Figure 6-39 Circuit équivalent Thévenin pour une polarisation par diviseur de tension.

La boucle de tension base-émetteur

Nous devons maintenant analyser le circuit équivalent Thévenin afin de trouver les tensions et les courants de polarisation du transistor. Ce circuit se rapproche du circuit de polarisation par la base avec deux sources. Les sources de tension V_{BB} et V_{CC} polarisent en direct la jonction base-émetteur à travers les résistances R_E et R_{BB}.

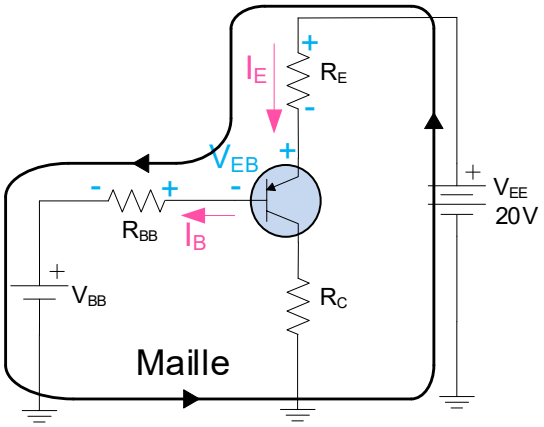


Figure 6-40 Boucle de tension base-émetteur du circuit.

Selon la loi des tensions de Kirchhoff appliquée à la maille base-émetteur du circuit de la Figure 6-40, on obtient :

$$V_{EE} - V_{R_E} - V_{BE} - V_{R_{BB}} - V_{BB} = 0$$

$$V_{EE} - (I_E \cdot R_E) - V_{BE} - (I_B \cdot R_{BB}) - V_{BB} = 0$$

Nous savons que

$$I_E = I_C + I_B \quad \text{et} \quad I_C = \beta_{cc} I_B$$

donc

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)}$$

Par substitution, nous pouvons donc trouver I_E.

$$(I_E \cdot R_E) = V_{EE} - \left(\frac{I_E}{(\beta + 1)} \cdot R_{BB}\right) - V_{EB} - V_{BB}$$

$$(I_E \cdot R_E) + \left(\frac{I_E}{(\beta + 1)} \cdot R_{BB}\right) = V_{EE} - V_{EB} - V_{BB}$$

$$I_E \cdot \left(R_E + \frac{R_{BB}}{(\beta + 1)}\right) = V_{EE} - V_{EB} - V_{BB}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Le courant d'émetteur au repos s'établit comme suit :

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB} - V_{BB}}{\left(R_E + \frac{R_{BB}}{(\beta + 1)}\right)}$$

Équation 6-27 Courant d'émetteur avec une polarisation par diviseur de tension pour un transistor PNP.

Les courants de base et de collecteur au repos s'établissent comme suit :

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)}$$

Équation 6-28 Courant de base avec une polarisation par diviseur de tension pour un transistor PNP.

$$\mathrm{I_C} = \mathrm{I_E} - I_B = \beta_{cc} I_B = \mathrm{I_E} \cdot \frac{\beta}{(\beta + 1)}$$

Équation 6-29 Courant de collecteur avec une polarisation par diviseur de tension pour un transistor PNP.

Par la suite, nous pouvons calculer les autres paramètres avec la Figure 6-41 :

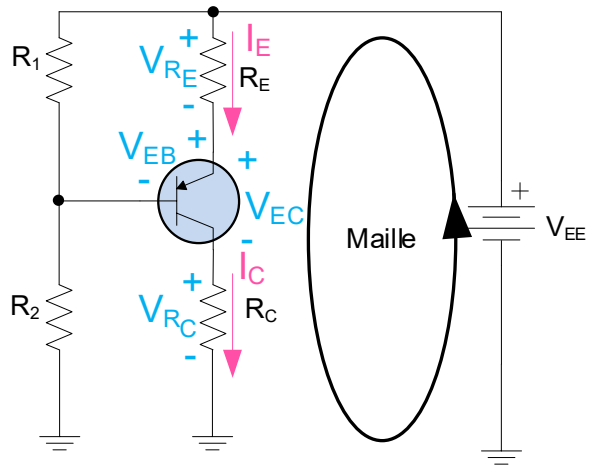


Figure 6-41 Boucle de tension émetteur-collecteur du circuit.

La tension du collecteur par rapport à la masse est définie comme suit :

$$V_C = V_{R_C} = I_C \cdot R_C$$

Selon la loi des tensions de Kirchhoff appliquée à la maille émetteur-collecteur du circuit de la Figure 6-41, on obtient :

$$V_{EE} - V_{R_E} - V_{EC} - V_{R_C} = 0$$

De plus, la tension de l'émetteur par rapport à la masse est définie comme suit :

$$\mathrm{V_E} = 0\ \mathrm{V} + V_{R_C} + V_{EC} = V_{R_E} + V_{EC}$$

Par substitution, on obtient :

$$V_{EE} - \mathrm{V_E} - V_{R_E} = 0$$

$$V_E = V_{EE} - V_{R_E}$$

La tension de l'émetteur par rapport à commun est alors :

$$V_E = V_{EE} - (I_E \cdot R_E)$$

Tandis que la tension V_B se trouve avec la tension V_E et la chute de tension V_{EB} :

$$V_B = V_E - V_{EB}$$

Enfin, la tension V_{EC} de repos est :

$$V_{EC} = V_E - V_C$$

Exemple 6.10 : Calculs d'un circuit avec représentation inversée d'un transistor PNP

Calculer toutes les tensions et tous les courants, sans négliger I_B, du circuit de la Figure 6-42.

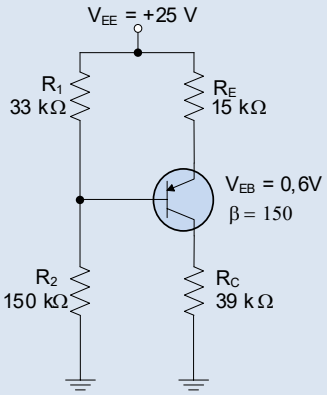


Figure 6-42 Circuit de l'exemple 10.

Solution :

Si on ouvre la connexion de la base, la tension équivalente Thévenin est :

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$V_{BB} = V_{Th} = V_{EE} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = 25\ V \cdot \frac{150\ k\Omega}{33\ k\Omega+150\ k\Omega} = 20{,}49\ V$$

Et la résistance équivalente Thévenin :

$$R_{BB} = R_{th} = R_1 \,||\, R_2 = \frac{33\ k\Omega \cdot 150\ k\Omega}{33\ k\Omega+150\ k\Omega} = 27{,}05\ k\Omega$$

Le circuit équivalent est représenté à la Figure 6-43.

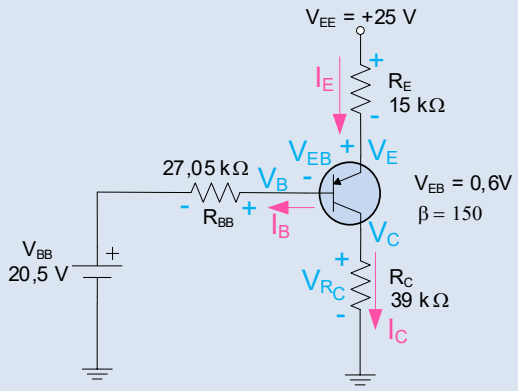


Figure 6-43 Circuit équivalent Thévenin de l'exemple 10.

$$\mathrm{I_E} = \frac{\mathrm{V_{EE}}-\mathrm{V_{EB}}-\mathrm{V_{BB}}}{\left(\mathrm{R_E}+\frac{\mathrm{R_{BB}}}{(\beta+1)}\right)} = \frac{25\ V-0{,}6\ V-20{,}5\ V}{\left(15\ k\Omega+\frac{27{,}05\ k\Omega}{(150+1)}\right)} = 256{,}93\ \mu A$$

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta+1)} = \frac{256{,}93\ \mu A}{(150+1)} = 1{,}7\ \mu A$$

$$I_C = \beta_{cc} I_B = 150 \cdot 1{,}7 \mu A = 255{,}23\ \ \mu A$$

$$V_C = V_{R_C} = I_C \cdot R_C = 255{,}23\ \mu A \cdot 39\ k\Omega = 9{,}95\ V$$

$$V_E = V_{EE} - (I_E \cdot R_E) = 25\ V - (255{,}23\ \ \mu A \cdot 15\ k\Omega) = 21{,}15\ V$$

$$V_B = V_E - V_{EB} = 21{,}15\ V - 0{,}6\ V = 20{,}55\ V$$

$$V_{EC} = V_E - V_C = 21{,}15\ V - 9{,}95\ V = 11{,}2\ V$$

6.8 Circuit à plusieurs étages

Dans les sections précédentes, il a été question des circuits de polarisation à un seul étage de transistor, en mettant l'accent sur les méthodes d'analyse. À présent, nous allons élargir notre étude pour inclure des systèmes intégrant plusieurs étages de transistors.

6.8.1 Introduction

Dans un amplificateur à transistors, il est courant de trouver plusieurs étages connectés en « cascade », c'est-à-dire que les sorties des uns sont reliées aux entrées des suivants, créant ainsi un couplage entre les étages. Il existe deux types de couplage : le couplage par condensateur (ou couplage capacitif) et le couplage direct. Lorsque les étages sont couplés par condensateurs, l'analyse statique peut être effectuée de manière indépendante pour chaque étage. En revanche, dans le cas d'un couplage direct, les calculs en courant continu de chaque étage sont interdépendants. Analysons cela de plus près pour mieux comprendre les implications de chaque méthode de couplage.

6.8.2 Circuit à couplage par condensateur

Le but du dispositif de couplage est :

1. de transférer le signal en courant alternatif d'une sortie d'un étage vers l'entrée de l'étage suivante;

2. d'isoler les tensions de polarisation en courant continu entre les étages. Les tensions de polarisation de deux étages successifs ne se mélange donc pas.

C'est là que le condensateur de couplage intervient. Grâce aux condensateurs de couplage, on va pouvoir brancher deux étages une à la suite de l'autre sans affecter les polarisations des étages. Dans un amplificateur à couplage par condensateur, chaque étage fonctionne avec une polarisation propre à elle-même. La Figure 6-44 montre un circuit à deux étages avec des condensateurs de couplages.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

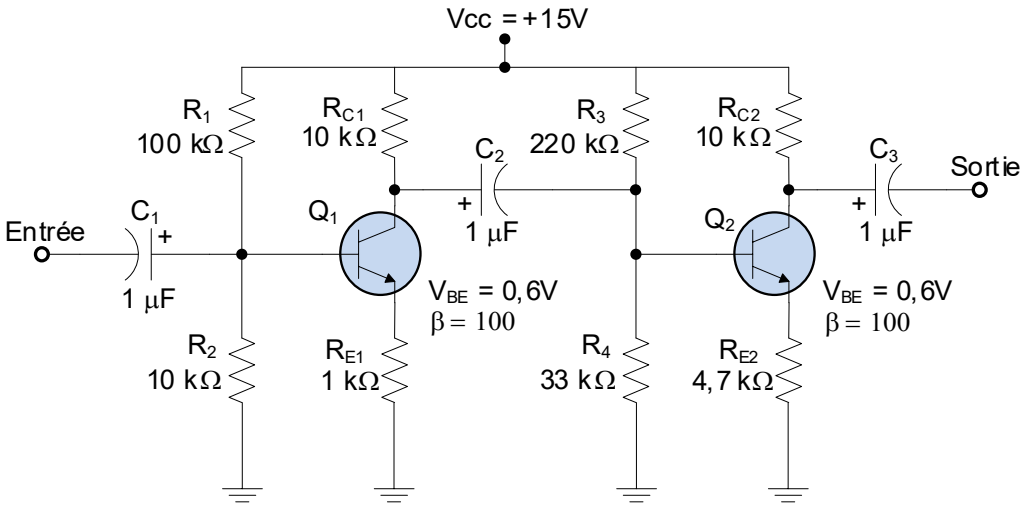


Figure 6-44 Circuit à plusieurs étages avec condensateurs de couplages.

Nous avons déjà observé précédemment que lorsque la fréquence tend vers 0, l'impédance capacitive (X_C) tend vers l'infini. Par conséquent, en courant continu (équivalent à une fréquence de 0 Hz), les condensateurs de couplage (C_1, C_2 et C_3) se comportent comme des circuits ouverts.

L'analyse statique n'est pas plus compliquée que celle qui se rapporte à un circuit à un étage unique. On peut donc analyser chaque étage séparément parce que les tensions et courants continus n'interagissent pas, car chaque étage est isolé en amont et en aval. Par conséquent, l'analyse statique du circuit peut se faire en deux temps en utilisant les méthodes vues antérieurement.

Pour le premier étage en utilisant la méthode calculs approximative, nous avons :

$$V_{BT1} = Vcc \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

$$V_{ET1} = V_{BT1} - V_{BET1}$$

$$I_{CT1} = I_{ET1} = \frac{V_{ET1}}{R_{E1}} \qquad \text{et} \qquad V_{CT1} = V_{CC} - (I_{CT1} \cdot R_{C1})$$

Pour le second étage,

$$V_{BT2} = Vcc \cdot \frac{R_4}{R_3+R_4}$$

$$V_{ET2} = V_{BT2} - V_{BET2}$$

$$I_{CT2} = I_{Et2} = \frac{V_{ET2}}{R_{E2}} \qquad \text{et} \quad V_{CT2} = V_{CC} - (I_{CT2} \cdot R_{C2})$$

Exemple 6.11 : Calculs d'une polarisation d'un circuit à 2 étages avec C de couplage

Trouvez V_{BQ1}, V_{EQ1}, I_{CQ1}, V_{CQ1}, V_{BQ2}, V_{EQ2}, I_{CQ2} et V_{CQ2} de la Figure 6-44. Utilisez les calculs de polarisation approximés.

Solution :

Pour le premier étage en utilisant la méthode calculs approximative, nous avons :

$$V_{BQ1} = Vcc \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = +15\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{100\ k\Omega+10\ k\Omega} = 1{,}363\ V$$

$$V_{EQ1} = V_{BQ1} - V_{BEQ1} = 1{,}36\ V - 0{,}6\ V = 0{,}763\ V$$

$$I_{CQ1} = I_{EQ1} = \frac{V_{EQ1}}{R_{E1}} = \frac{0{,}763\ V}{1\ k\Omega} = 763\ \mu A$$

$$V_{CQ1} = V_{CC} - \left(I_{CQ1} \cdot R_{C1}\right) = +15\ V - (763\ \mu A \cdot 10\ k\Omega) = 7{,}36\ V$$

Pour le second étage,

$$V_{BQ2} = Vcc \cdot \frac{R_4}{R_3+R_4} = +15V \cdot \frac{33\ k\Omega}{220\ k\Omega+33\ k\Omega} = 1{,}957\ V$$

$$V_{EQ2} = V_{BQ2} - V_{BEQ2} = 1{,}957\ V - 0{,}6\ V = 1{,}357\ V$$

$$I_{CQ2} = I_{ET2} = \frac{V_{EQ2}}{R_{E2}} = \frac{1{,}357\ V}{4{,}7\ k\Omega} = 288{,}6\ \mu A$$

$$V_{CQ2} = V_{CC} - \left(I_{CQ2} \cdot R_{C2}\right) = +15V - (288{,}6\ \mu A \cdot 10\ k\Omega) = 12{,}114\ V$$

6.8.3 Circuit à couplage direct

Certains circuits peuvent être couplés directement, c'est-à-dire sans condensateur de couplage entre les étages, comme l'illustre la Figure 6-45.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

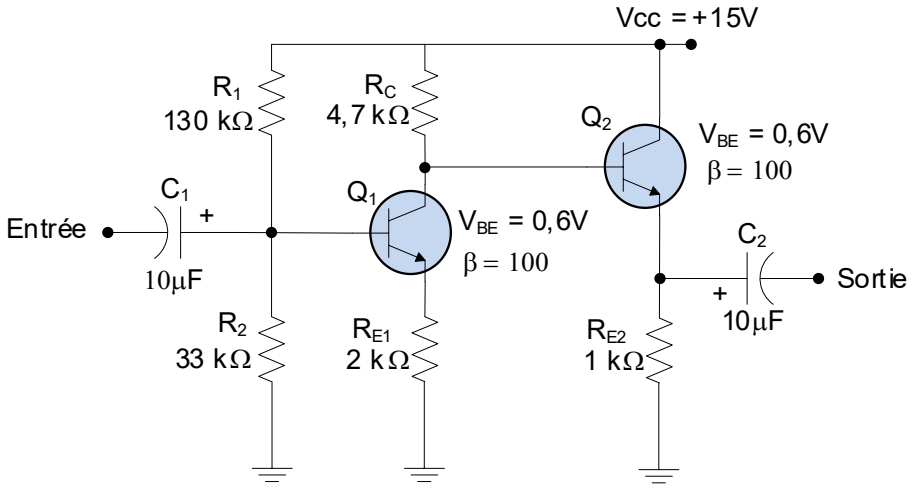


Figure 6-45 Circuit à deux étages sans condensateurs de couplages entre les étages.

L'analyse statique de ce type de circuit est beaucoup plus critique, car le premier transistor sert à polariser le deuxième. Observons de plus près ce qui se passe dans le premier étage. Nous remarquons que le courant du collecteur I_{CT1} se joint au courant de base I_{BQ2} pour former le courant total dans la résistance R_C (Figure 6-46). Donc, I_{RC} est égal à la somme du courant I_{CQ1} et du courant I_{BQ2}. Il existe donc un nœud de courant. Ce qui complique quelque peu les calculs du courant I_{RC} et du courant I_{BQ2}.

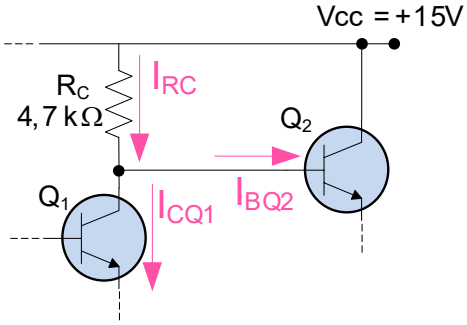


Figure 6-46 Nœud de courant au collecteur du transistor 1.

Heureusement, les calculs sont plus simples lorsqu'on utilise la méthode approximative de calculs pour l'analyse statique, car les courants de base sont négligés. Par conséquent, le courant dans la résistance I_{RC} est égal au courant de collecteur I_{CQ1}. Car le courant I_{BQ2} est considéré nul.

Dans un premier cas, élaborons les équations qui se rapportent au circuit de la Figure 6-45 en utilisant la méthode de calculs approximative.

Pour le premier étage, nous avons :

$$V_{BQ1} = Vcc \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} \quad \text{et} \quad V_{EQ1} = V_{BQ1} - V_{BEQ1}$$

Si le courant de base est négligé, nous pouvons dire que

$$I_{CQ1} = I_{EQ1} = \frac{V_{EQ1}}{R_{E1}} \quad \text{alors} \quad V_{CQ1} = V_{CC} - (I_{CQ1} \cdot R_{C1})$$

Pour le second étage, étant donné que la base de T_1 est directement connectée au collecteur de T_2, la tension V_{BT2} est

$$V_{BQ2} = V_{CQ1}$$

$$V_{EQ2} = V_{BQ2} - V_{BEQ2}$$

$$I_{CQ2} = I_{EQ2} = \frac{V_{EQ2}}{R_{E2}} \quad \text{et} \quad V_{CQ2} = V_{CC}$$

Exemple 6.12 : Calculs d'une polarisation d'un circuit à 2 étages sans C de couplage

Trouvez V_{BQ1}, V_{EQ1}, I_{CQ1}, V_{CQ1}, V_{BQ2}, V_{EQ2}, I_{CQ2} et V_{CQ2} de la Figure 6-45. Utilisez les calculs de polarisation approximative.

Solution :

Pour le premier étage en utilisant la méthode calculs approximative, nous avons :

$$V_{BQ1} = Vcc \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = +15\ V \cdot \frac{33\ k\Omega}{130\ k\Omega+33\ k\Omega} = 3{,}037\ V$$

$$V_{EQ1} = V_{BQ1} - V_{BEQ1} = 3{,}037\ V - 0{,}6\ V = 2{,}437\ V$$

$$I_{CQ1} = I_{EQ1} = \frac{V_{EQ1}}{R_{E1}} = \frac{2{,}437\ V}{2\ k\Omega} = 1{,}218\ mA$$

$$I_{RC} = I_{CQ1} = 1{,}218\ mA \quad \text{car } I_{BQ2} = 0\ A$$

$$V_{CQ1} = V_{CC} - (I_{RC} \cdot R_{C1}) = +15\ V - (1{,}218\ mA \cdot 4{,}7\ k\Omega) = 9{,}273\ V$$

Pour le second étage,

$$V_{BQ2} = V_{CQ1} = 9{,}273\ V$$

$$V_{EQ2} = V_{BQ2} - V_{BEQ2} = 9{,}273\ V - 0{,}6\ V = 8{,}673\ V$$

$$I_{CQ2} = I_{EQ2} = \frac{V_{ET2}}{R_{E2}} = \frac{8{,}673\ V}{1\ k\Omega} = 8{,}673\ mA$$

$$V_{CQ2} = V_{CC} = +15\ V$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Passons maintenant à une analyse plus sérieuse du même circuit (Figure 6-45) avec la méthode de calculs précise. Pour le premier étage, nous remarquons que le réseau alimentant la base du transistor est un diviseur de tension que l'on peut réduire par le théorème de Thévenin. On trouve que :

$$V_{BB} = V_{Th} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} \quad \text{et} \quad R_{BB} = R_{th} = R_1 \parallel R_2$$

La Figure 6-47 représente circuit équivalent Thévenin de la base du transistor du premier étage.

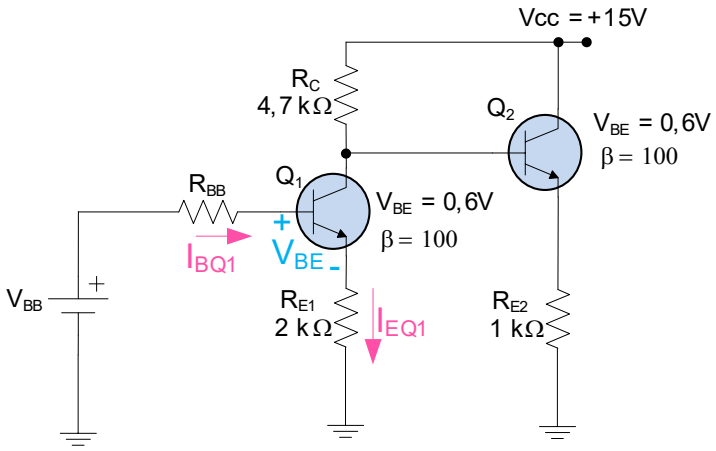


Figure 6-47 Circuit équivalent Thévenin premier étage du circuit de la Figure 6-45.

La boucle de tension base-émetteur de Q_1

Nous devons maintenant analyser le circuit équivalent Thévenin afin de trouver les tensions et les courants de polarisation du transistor Q_1. La source de tension V_{BB} polarise en direct la jonction base-émetteur à travers les résistances R_{BB} et R_{E1}.

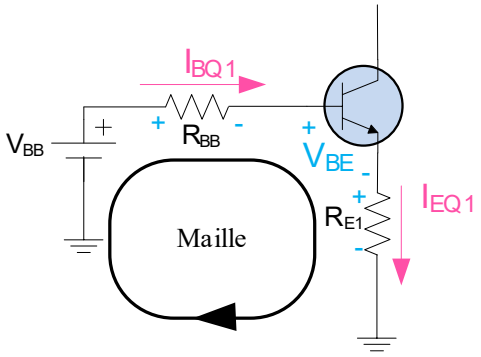


Figure 6-48 Boucle de tension base-émetteur du circuit.

La façon d'aborder l'analyse statique du premier étage n'a aucune raison d'être tellement différente du circuit à un étage polarisé par un diviseur de tension. À tout le moins pour les premiers calculs.

Selon la loi des tensions de Kirchhoff appliquée à la maille base-émetteur du circuit de la Figure 6-48, on obtient :

$$V_{BB} - V_{R_{BB}} - V_{BEQ1} - V_{R_{EQ1}} = 0$$

$$V_{BB} - (I_{BQ1} \cdot R_{BB}) - V_{BEQ1} - (I_{EQ1} \cdot R_{EQ1}) = 0$$

Nous savons que

$$I_E = I_C + I_B \quad \text{et} \quad I_C = \beta_{cc} \cdot I_B$$

donc

$$I_{BQ1} = \frac{I_{EQ1}}{(\beta_1 + 1)}$$

Par substitution, nous pouvons donc trouver I_E.

$$(I_{EQ1} \cdot R_{EQ1}) = V_{BB} - \left(\frac{I_{EQ1}}{(\beta_1 + 1)} \cdot R_{BB}\right) - V_{BEQ1}$$

$$(I_{EQ1} \cdot R_{EQ1}) + \left(\frac{I_{EQ1}}{(\beta_1 + 1)} \cdot R_{BB}\right) = V_{BB} - V_{BEQ1}$$

$$I_{EQ1} \cdot \left(R_{EQ1} + \frac{R_{BB}}{(\beta_1 + 1)}\right) = V_{BB} - V_{BEQ1}$$

Le courant d'émetteur au repos s'établit comme suit :

$$\boxed{\mathrm{I_{EQ1}} = \frac{\mathrm{V_{BB}} - \mathrm{V_{BET1}}}{\left(\mathrm{R_{EQ1}} + \frac{\mathrm{R_{BB}}}{(\beta_1 + 1)}\right)}}$$

Par la suite, nous pouvons calculer les paramètres suivants :

$$I_{BQ1} = \frac{I_{EQ1}}{(\beta_1 + 1)}$$

$$\mathrm{I_{CQ1}} = \mathrm{I_{EQ1}} - I_{BQ1} = \beta_1 I_{BQ1} = \mathrm{I_{EQ1}} \cdot \frac{\beta_1}{(\beta_1 + 1)}$$

$$\mathrm{V_{EQ1}} = \mathrm{I_{EQ1}} \cdot \mathrm{R_{EQ1}}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$V_{BQ1} = V_{EQ1} + V_{BEQ1}$$

Malheureusement, ainsi que nous l'avons mentionné le courant du collecteur I_{CQ1} n'est pas égal au courant traversant la résistance R_C (Figure 6-49) ce qui rend l'utilisation de l'équation de la tension V_C d'un circuit à un étage inutilisable.

$$V_{C1} \neq V_{CC} - I_{CQ1} \cdot R_C$$

La tension aux bornes de la résistance R_C est plutôt égale à

$$V_{R_C} = I_{R_C} \cdot R_C \quad \text{où} \quad I_{R_C} \neq I_{CQ1}$$

L'application de la loi de Kirchhoff au nœud *A* de la Figure 6-49 nous permet d'écrire l'équation suivante :

$$I_{R_C} = I_{CQ1} + I_{BQ2}$$

Donc, I_{RC} est égal à la somme du courant I_{CQ1} et du courant I_{BQ2} (Figure 6-49).

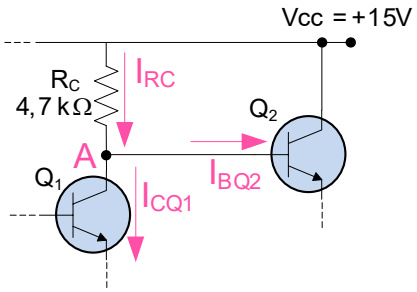


Figure 6-49 Nœud de courant au collecteur du transistor 1.

Pour établir les courants I_{RC} et I_{BQ2} nous devons disposer d'une équation supplémentaire. Le courant I_{BQ2} peut être calculé en considérant la maille illustrée à la Figure 6-50.

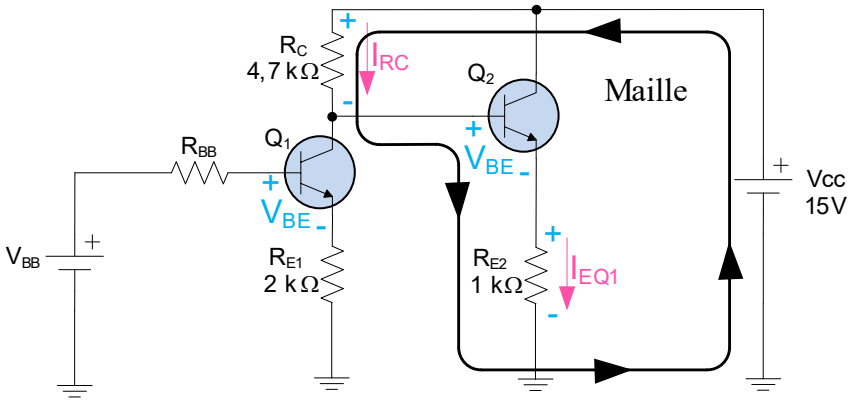


Figure 6-50 maille pour calcul du courant de base du transistor 2.

Écrivons l'équation qui se rapporte à cette boucle.

$$V_{CC} - V_{R_C} - V_{BEQ2} - V_{R_{E2}} = 0$$

Par la loi d'ohms, nous obtenons

$$V_{CC} - \left(I_{R_C} \cdot R_C\right) - V_{BEQ2} - \left(I_{R_{E2}} \cdot R_{E2}\right) = 0$$

En substituant l'équation du nœud *A*, nous aurons

$$V_{CC} - \left(I_{CQ1} + I_{BQ2}\right) \cdot R_C - V_{BEQ2} - \left(I_{R_{E2}} \cdot R_{E2}\right) = 0$$

$$V_{CC} - \left(I_{CQ1} \cdot R_C\right) - \left(I_{BQ2} \cdot R_C\right) - V_{BEQ2} - \left(I_{EQ2} \cdot R_{E2}\right) = 0$$

Rappelons que la relation entre le courant d'émetteur I_{ET2} et le courant de base I_{BT2} est donnée par :

$$I_{EQ2} = I_{BQ2} \cdot (\beta_2 + 1)$$

Nous sommes maintenant en mesure de déterminer le courant de base I_{BT2}.

$$V_{CC} - \left(I_{CQ1} \cdot R_C\right) - \left(I_{BQ2} \cdot R_C\right) - V_{BEQ2} - \left(I_{BQ2} \cdot (\beta_2 + 1) \cdot R_{E2}\right) = 0$$

On obtient enfin

$$I_{BQ2} = \frac{V_{CC} - \left(I_{CQ1} \cdot R_C\right) - V_{BEQ2}}{R_C + (\beta_2 + 1) \cdot R_{E2}}$$

Donc, le courant dans la résistance R_C peut maintenant être calculé

$$I_{R_C} = I_{CQ1} + I_{BQ2}$$

La tension de repos relevée au collecteur de Q_1 sera :

$$V_{CQ1} = V_{CC} - V_{R_C}$$

$$V_{CQ1} = V_{CC} - I_{R_C} \cdot R_C$$

D'autre part, la tension à la base de Q_2 est égale à celle du collecteur de Q_1.

$$V_{BQ2} = V_{CQ1}$$

Quant à la tension d'émetteur de Q_2, on a

$$V_{EQ2} = V_{BQ2} - V_{BEQ2}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Pour le courant d'émetteur de Q_2, nous avons deux options,

$$I_{EQ1} = I_{BQ2} \cdot (\beta_2 + 1) \text{ ou } I_{EQ2} = \frac{V_{EQ2}}{R_{E2}}$$

Finalement,

$$I_{CQ2} = \beta_2 \cdot I_{BQ2}$$

La tension de repos au collecteur de Q_2 est de toute évidence :

$$V_{CQ2} = V_{CC}$$

Exemple 6.13 : Calculs d'une polarisation d'un circuit à 2 étages sans C de couplage

Trouvez I_{EQ1}, I_{BQ1}, I_{CQ1}, V_{EQ1}, V_{BQ1}, V_{CQ1}, I_{RC}, V_{BQ2}, V_{EQ2}, I_{BQ2}, I_{EQ2}, I_{CQ2} et V_{CQ2} de la Figure 6-51. Utilisez la méthode précise de calculs.

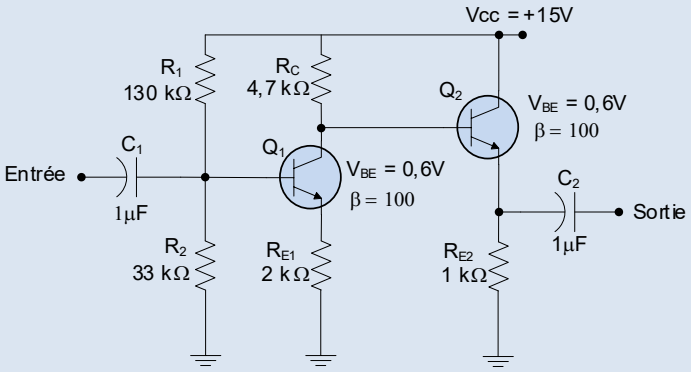


Figure 6-51 Circuit de l'exemple 13.

Solution :

Pour le premier étage, nous avons donc :

$$V_{BB} = V_{Th} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = +15V \cdot \frac{33k\Omega}{130k\Omega+33k\Omega} = 3{,}037\ V$$

$$R_{BB} = R_{th} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1+R_2)} = \frac{130k\Omega \cdot 33k\Omega}{(130k\Omega+33k\Omega)} = 26{,}319\ k\Omega$$

$$I_{EQ1} = \frac{V_{BB}-V_{BEQ1}}{\left(R_{E1}+\frac{R_{BB}}{(\beta_1+1)}\right)} = \frac{3{,}037\ V - 0{,}6\ V}{\left(2\ k\Omega + \frac{26{,}319\ k\Omega}{(100+1)}\right)} = 1{,}078\ mA$$

$$I_{BQ1} = \frac{I_{EQ1}}{(\beta_1+1)} = \frac{1{,}078\ mA}{(100+1)} = 10{,}673\ \mu A$$

$$I_{CQ1} = \beta_1 \cdot I_{BQ1} = 100 \cdot 10{,}673\ \mu A = 1{,}067\ mA$$

$$V_{EQ1} = I_{EQ1} \cdot R_{E1} = 1{,}078\ mA \cdot 2\ k\Omega = 2{,}156\ V$$

$$V_{BQ1} = V_{EQ1} + V_{BEQ1} = 2{,}156\ V + 0{,}6\ V = 2{,}756\ V$$

À l'aide de la boucle de Kirchhoff comprenant V_{CC}, R_C, V_{BE2} et R_{E2}, on obtient

$$I_{BQ2} = \frac{V_{CC} - (I_{CQ1} \cdot R_C) - V_{BEQ2}}{R_C + (\beta_2 + 1) \cdot R_{E2}} = \frac{+15\ V - (1{,}0673\ mA \cdot 4{,}7k\Omega) - 0{,}6\ V}{4{,}7k\Omega + (100+1) \cdot 1k\Omega} = 88{,}777\ \mu A$$

Le courant dans la résistance R_C est

$$I_{R_C} = I_{CQ1} + I_{BQ2} = 1{,}067\ mA + 88{,}777\ \mu A = 1{,}156\ mA$$

Nous pouvons calculer la tension de repos relevée au collecteur de Q_1

$$V_{CQ1} = V_{CC} - I_{R_C} \cdot R_C = +15V - (1{,}156\ mA \cdot 4{,}7k\Omega) = 9{,}567\ V$$

Pour le second étage,

$$V_{BQ2} = V_{CQ1} = 9{,}566\ V$$

$$V_{EQ2} = V_{BQ2} - V_{BEQ2} = 9{,}567\ V - 0{,}6\ V = 8{,}967\ V$$

$$I_{EQ1} = \frac{V_{EQ2}}{R_{E2}} = \frac{8{,}967\ V}{1k\Omega} = 8{,}967\ mA$$

$$I_{CQ2} = \beta_2 \cdot I_{BQ2} = 100 \cdot 88{,}777\ \mu A = 8{,}878\ mA$$

$$V_{CQ2} = V_{CC} = +15\ V$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 6.14 : Calculs d'une polarisation d'un circuit à 2 étages sans C de couplage

Trouvez V_{BQ1}, V_{EQ1}, V_{CQ1}, I_{BQ1}, I_{EQ1}, I_{CQ1}, I_{RC1}, V_{BQ2}, V_{EQ2}, I_{BQ2}, I_{EQ2}, I_{CQ2} et V_{CQ2} de la Figure 6-51. Utilisez la méthode précise de calculs.

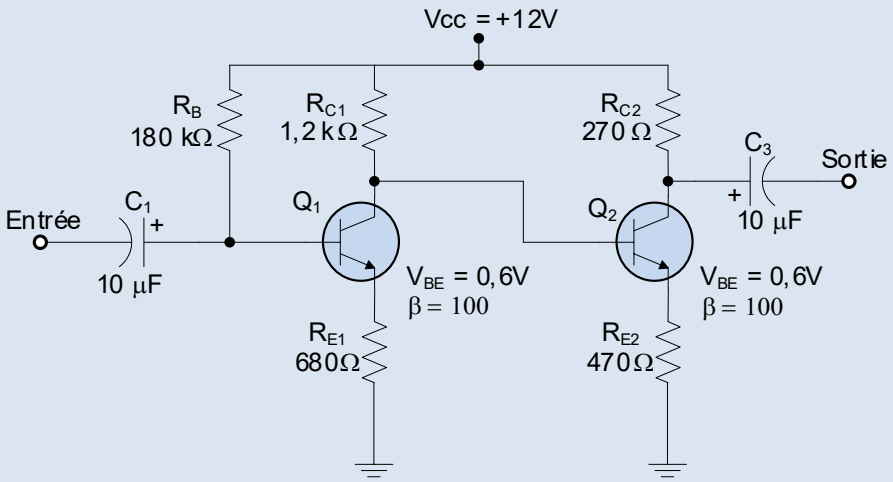


Figure 6-52 Circuit de l'exemple 14.

Solution :

Pour le premier étage, nous avons déjà fait l'analyse de ce type de circuit à la section 6.4.2, nous avons donc :

$$I_{EQ1} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ1}}{\left(R_{E1} + \frac{R_B}{(\beta_1 + 1)}\right)} = \frac{12\ V - 0{,}6\ V}{\left(680\ \Omega + \frac{180\ k\Omega}{(100+1)}\right)} = 4{,}63\ mA$$

Ensuite :

$$I_{BQ1} = \frac{I_{EQ1}}{(\beta_1 + 1)} = \frac{4{,}63\ mA}{(100+1)} = 45{,}842\ \mu A$$

$$I_{CQ1} = \beta_1 \cdot I_{BQ1} = 100 \cdot 45{,}842\ \ \mu A = 4{,}584\ mA$$

La tension de l'émetteur par rapport à la masse :

$$V_{EQ1} = V_{R_{E1}} = I_{EQ1} \cdot R_{E1} = 4{,}63\ mA \cdot 680\ \Omega = 3{,}148\ V$$

La jonction base-émetteur présente une chute de tension de 0,6 V, ce qui donne une tension à la base par rapport à commun suivante :

$$V_{BQ1} = V_{EQ1} + V_{BEQ1} = 3{,}148\ V + 0{,}6\ V = 3{,}748\ V$$

À l'aide de la boucle de Kirchhoff comprenant V_{CC}, R_{C1}, V_{BEQ2} et R_{E2}, on obtient

$$I_{BQ2} = \frac{V_{CC}-(I_{CQ1}\cdot R_{C1})-V_{BEQ2}}{R_{C1}+(\beta_2+1)\cdot R_{E2}} = \frac{+12\,V-(1{,}0673\,mA\cdot 4{,}7k\Omega)-0{,}6\,V}{4{,}7k\Omega+(100+1)\cdot 1k\Omega} = 121{,}203\,\mu A$$

Le courant dans la résistance R_{C1} est

$$I_{R_{C1}} = I_{CQ1} + I_{BQ2} = 4{,}584\,mA + 121{,}203\,\mu A = 4{,}705\,mA$$

Nous pouvons calculer la tension de repos relevée au collecteur de Q_1

$$V_{CQ1} = V_{CC} - I_{R_{C1}} \cdot R_{C1} = +12V - (4{,}705\,mA \cdot 1{,}2\,k\Omega) = 6{,}354\,V$$

Pour le second étage,

$$V_{BQ2} = V_{CQ1} = 6{,}354\ V$$

$$V_{EQ2} = V_{BQ2} - V_{BEQ2} = 6{,}354\ V - 0{,}6\,V = 5{,}754\ V$$

$$I_{EQ1} = \frac{V_{EQ2}}{R_{E2}} = \frac{5{,}754\,V}{470\,\Omega} = 12{,}242\,mA$$

$$I_{CQ2} = \beta_2 \cdot I_{BQ2} = 100 \cdot 121{,}203\,\mu A = 12{,}120\,mA$$

La tension de collecteur par rapport à commun est alors :

$$\mathrm{V_{CQ2} = V_{CC} - I_{RC2} \cdot R_{C2} = 12\ V - 12{,}120\ mA \cdot 270\ \Omega = 8{,}728\ V}$$

6.9 Conclusion

Jusqu'à présent, nous nous sommes surtout préoccupés d'appliquer au transistor des tensions et courants de valeurs bien déterminées et parfaitement constantes. Un tel fonctionnement est dit **STATIQUE,** car il correspond effectivement à un état d'**équilibre stable** du transistor. Sur le plan de la théorie, cet équilibre est souhaitable dans un premier temps, car il permet de mieux saisir les fondements des phénomènes étudiés. Pratiquement, il ne peut présenter qu'un intérêt très restreint puisque rien ne change d'un instant à l'autre : les valeurs sont déterminées une fois pour toutes.

Ce sont plutôt les écarts, les variations autour de cet équilibre qui vont nous occuper dans un deuxième temps. Essentiellement, le transistor est un élément actif capable d'amplifier un signal. Le transistor provoque en quelque sorte une « réponse » plus ou moins amplifiée du signal appliqué à l'entrée. C'est cela qui fait son utilité. On dit alors que le transistor travaille en *dynamique*. C'est donc en régime dynamique que le transistor présente le maximum d'intérêt. Une description complète du fonctionnement du transistor en régime dynamique est abordée dans le chapitre suivant.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

6.10 Exercices de révision

6.10.1 Exercices – Les transistor bipolaires en régime statique

Question 6.1 Soit le circuit montré à la Figure 6-53,

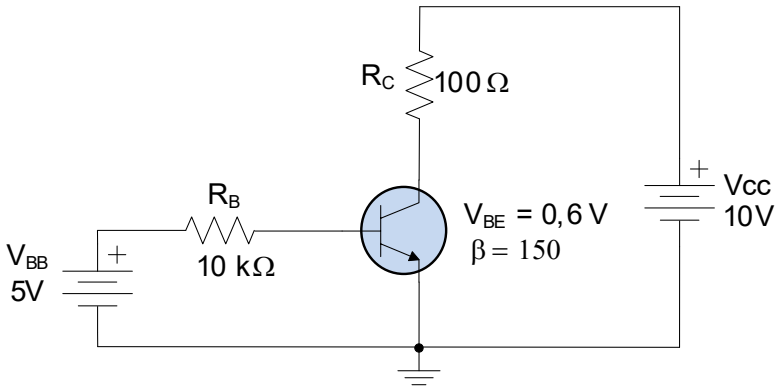


Figure 6-53

Déterminer :

Le schéma simplifié du circuit

a) I_B
b) I_C
c) I_E
d) V_{CE}
e) V_{CB}

Question 6.2 Soit le circuit montré à la Figure 6-54,

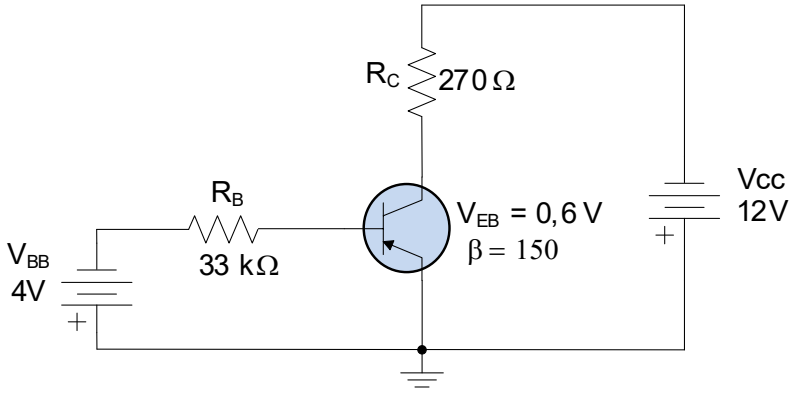


Figure 6-54

Déterminer :

a) I_B
b) I_C
c) I_E
d) V_{EC}
e) V_{BC}

Question 6.3 Soit le circuit montré à la Figure 6-55,

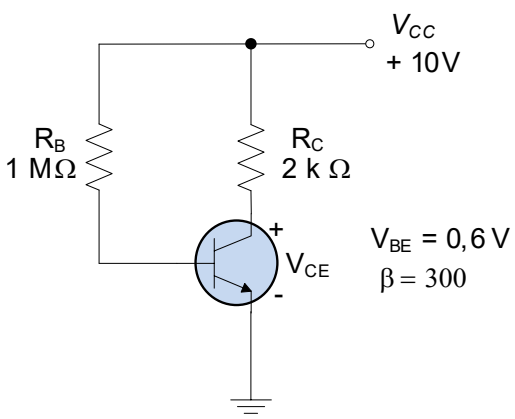


Figure 6-55

Déterminer :

a) I_B
b) I_C
c) V_{CE}
d) P_D (Puissance dissipée par le transistor)

Question 6.4 Examinez le circuit montré à la Figure 6-56,

Faire premièrement tous les calculs, de a) à e), en utilisant l'**approximation** et ensuite recommencer le travail, mais en calculant **précisément**.

a) V_B
b) V_E
c) I_C
d) V_C
e) V_{CE}

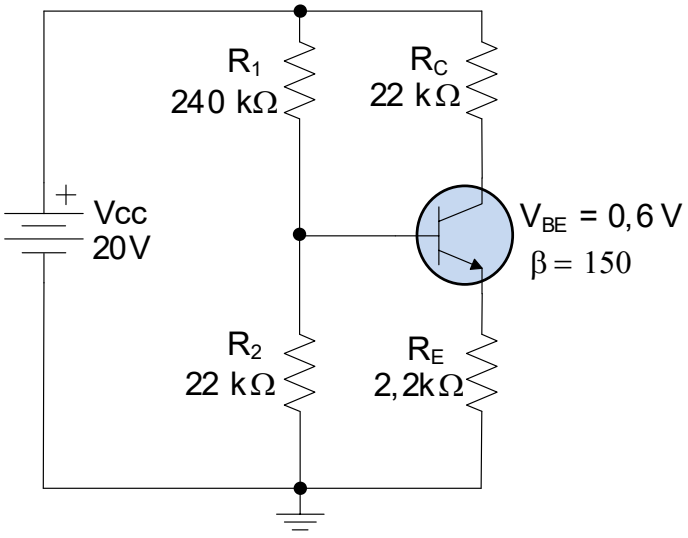


Figure 6-56

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 6.5 Calculez la tension V_{CE} du circuit suivant. (Méthode précise)

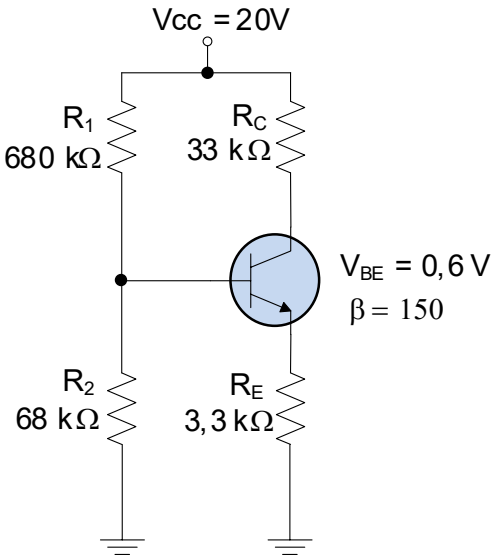


Figure 6-57

Question 6.6 Soit le circuit montré à la Figure 6-58.

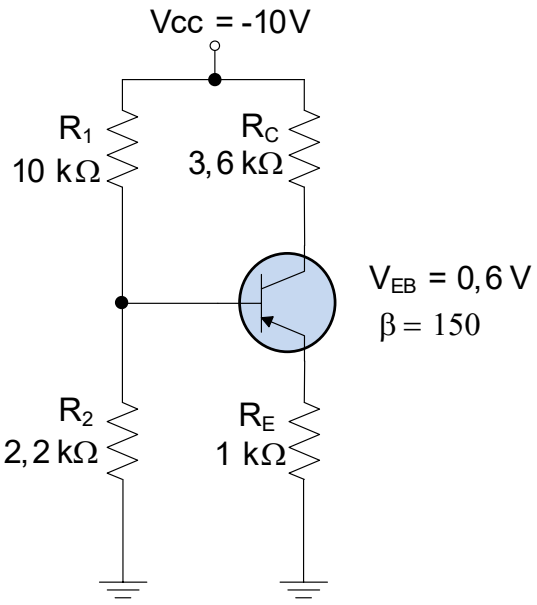


Figure 6-58

Déterminer par la méthode approximative :

a) V_B
b) V_E
c) V_C
d) V_{EC}

Question 6.7 Soit le circuit montré à la Figure 6-59.

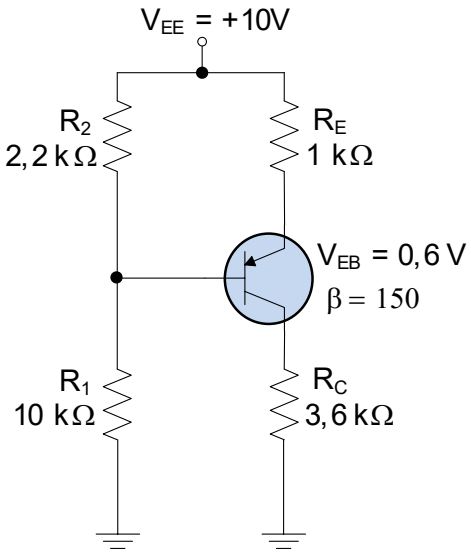


Figure 6-59

Déterminer par la méthode approximative :

a) V_B
b) V_E
c) V_C
d) V_{EC}

Question 6.8 Soit le circuit montré à la Figure 6-60.

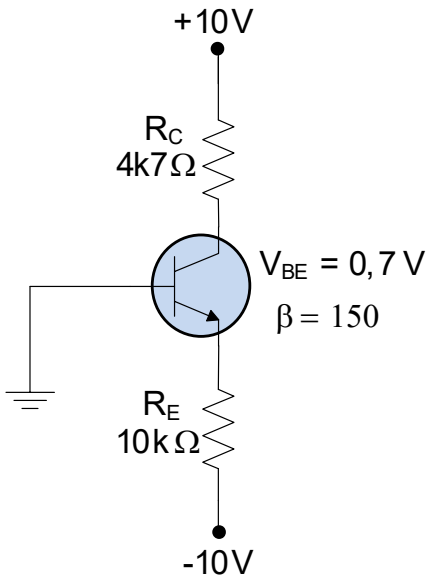


Figure 6-60

Déterminer :

a) I_E
b) I_B
c) I_C
d) V_C
e) V_{CE}

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 6.9 Soit le circuit montré à la Figure 6-61.

Si V_B = 1V, déterminer :

a) β
b) α
c) I_C
d) V_C

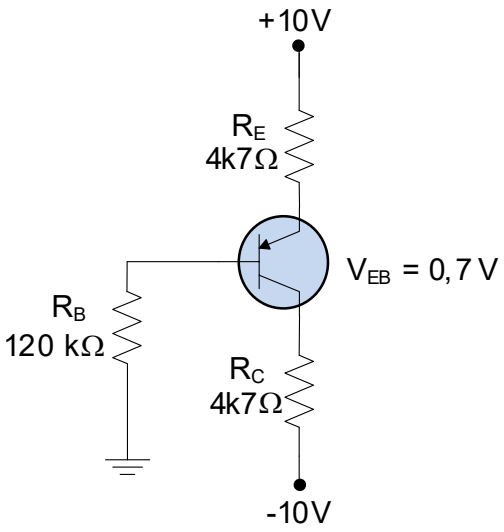


Figure 6-61

Question 6.10 Déterminer le point d'opération Q, lorsque V_{BB} = 1V, 2V et 3V du circuit de la Figure 6-62. Dessiner la droite de charge de ce transistor. Assumez une tension V_{CEsat} = 0,2V.

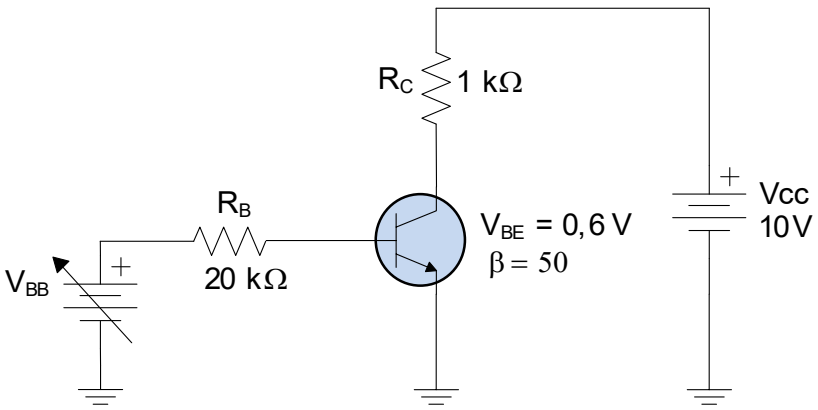


Figure 6-62

Question 6.11 Soit le circuit montré à la Figure 6-63,

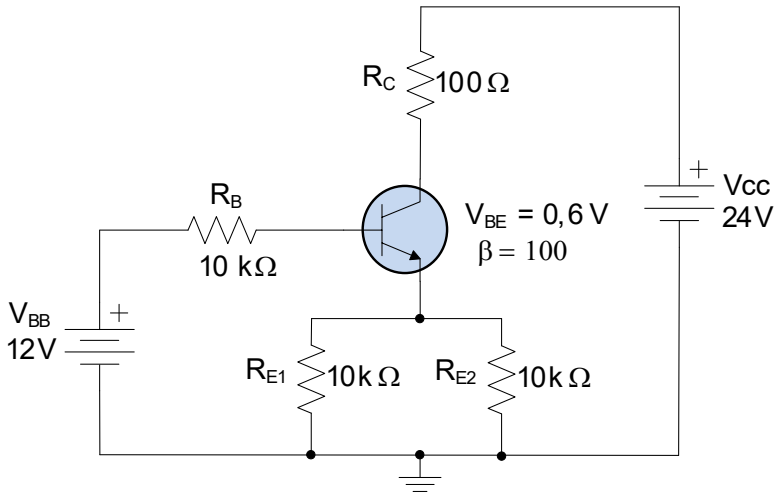


Figure 6-63

Déterminer :

a) I_B
b) I_E
c) I_{E2}
d) V_B
e) V_C
f) V_E

Question 6.12 Soit le circuit de la Figure 6-64.

a) Calculer la tension aux bornes de R_L.
b) Calculer le courant de base I_B du transistor.
c) Calculer le courant dans la résistance R_1.
d) Calculer le courant I_Z dans la diode Zener.

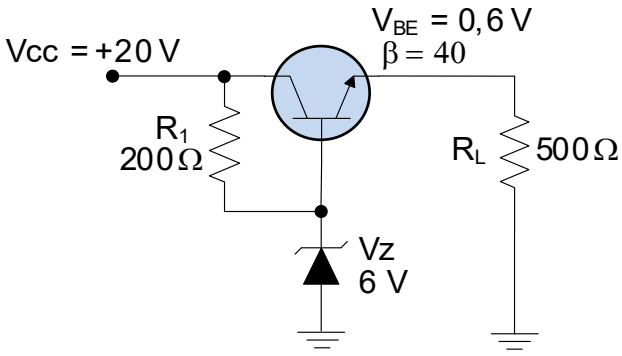
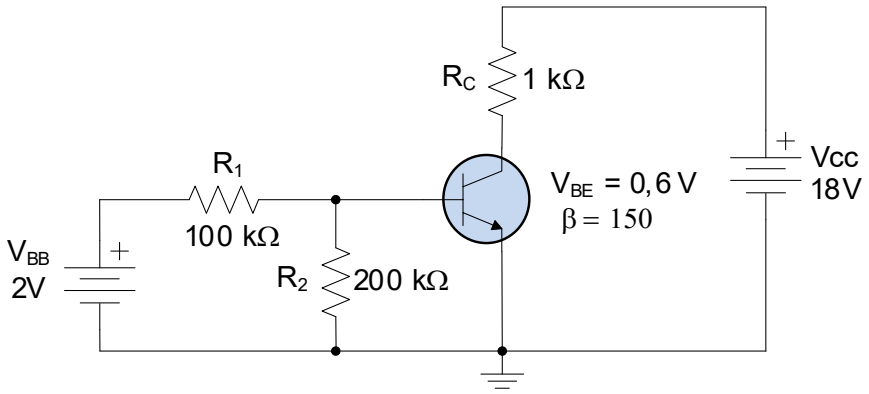


Figure 6-64

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 6.13 Soit le circuit montré à la Figure 6-65,

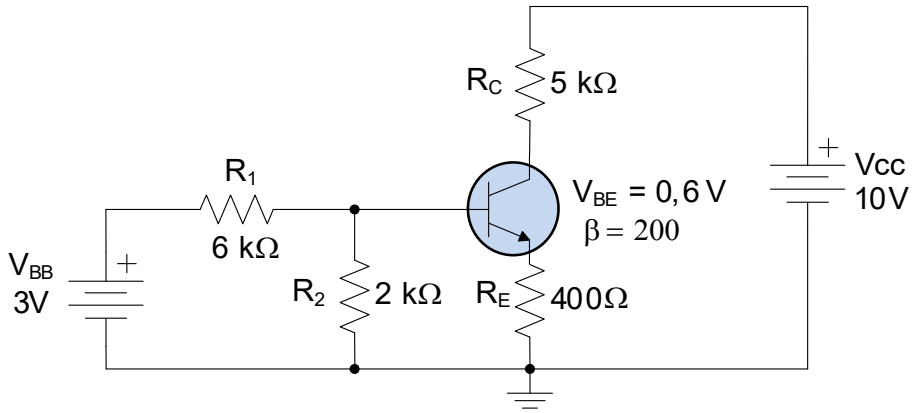


Déterminer :

a) I_B
b) I_C
c) I_E
d) V_C
e) V_{CE}

Figure 6-65

Question 6.14 Soit le circuit montré à la Figure 6-66,



Déterminer :

a) I_B
b) I_C
c) I_E
d) V_C
e) V_{CE}

Figure 6-66

Question 6.15 Soit le circuit montré à la Figure 6-67, trouvez V_{BQ1}, V_{EQ1}, V_{CQ1}, I_{EQ1}, I_{CQ1}, V_{BQ2}, V_{EQ2}, V_{CQ2}, I_{EQ2} et I_{CQ2}. Utilisez les calculs de polarisation avec la **méthode approximative**.

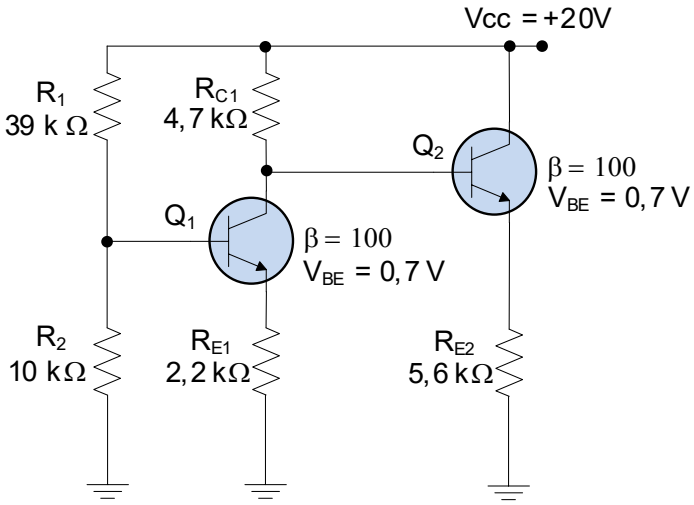


Figure 6-67

Question 6.16 Soit le circuit montré à la Figure 6-68, trouvez V_{BQ1}, V_{EQ1}, V_{CQ1}, I_{BQ1}, I_{EQ1}, I_{CQ1}, I_{RC1}, V_{BQ2}, V_{EQ2}, I_{BQ2}, I_{EQ2}, I_{CQ2} et V_{CQ2}. Utilisez les calculs de polarisation avec la **méthode précise**.

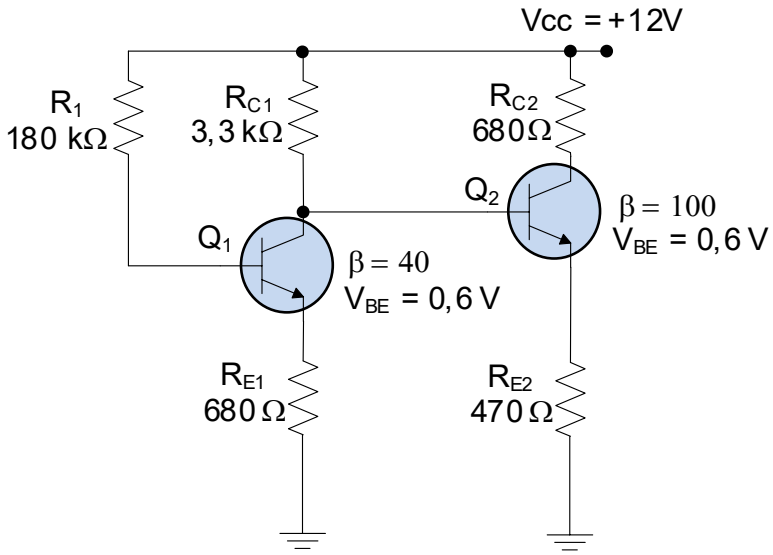


Figure 6-68

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 6.17 Soit le circuit montré à la Figure 6-69, trouvez V_{BQ1}, V_{EQ1}, V_{CQ1}, I_{EQ1}, I_{BQ1}, I_{CQ1}, V_{BQ2}, V_{EQ2}, V_{CQ2}, I_{EQ2}, I_{BQ2} et I_{CQ2}. Utilisez les calculs de polarisation avec la **méthode précise**.

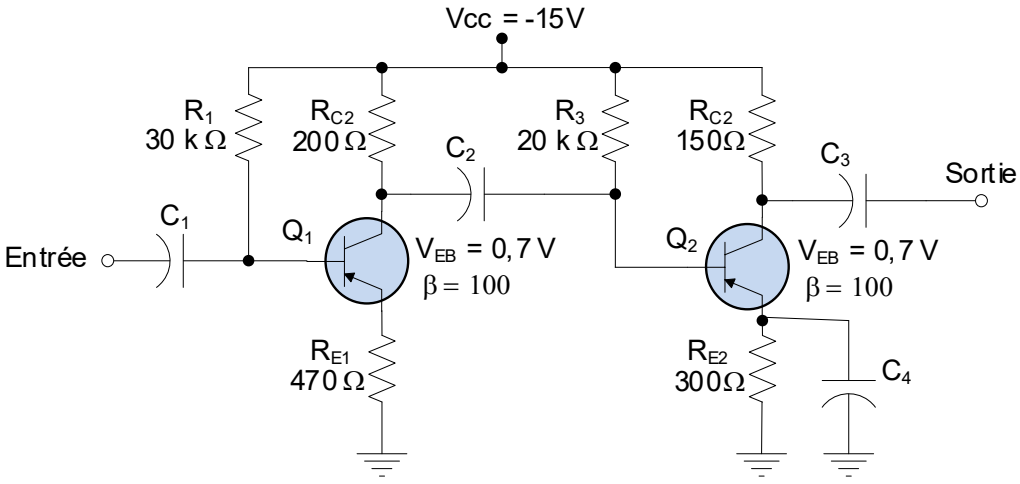


Figure 6-69

POUR LES EXPERTS

Question 6.18 Trouvez V_{BQ1}, V_{EQ1}, V_{CQ1}, I_{EQ1}, I_{BQ1}, I_{CQ1}, I_{RC1}, V_{BQ2}, V_{EQ2}, V_{CQ2}, I_{EQ2}, I_{BQ2}, I_{CQ2} et I_{RC2}. Utilisez les calculs de polarisation avec la **méthode précise**.

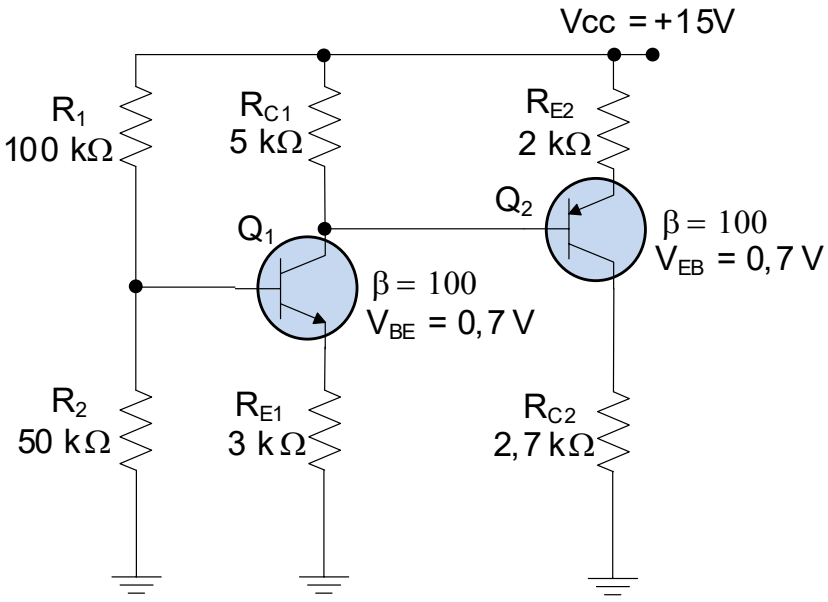


Figure 6-70

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Chapitre 7
Les transistors BJT - Les amplificateurs

Maintenant que nous sommes familiers avec le principe de fonctionnement du transistor en courant continu (en régime statique), nous pouvons envisager ses applications. Le transistor bipolaire trouve une application très répandue dans le domaine de l'amplification, notamment dans le domaine audio. Dans ce chapitre, notre objectif est d'explorer en profondeur le fonctionnement et les caractéristiques les circuits élémentaires d'amplification à transistors bipolaires. Ces circuits se déclinent en trois configurations principales : l'émetteur commun, le collecteur commun et la base commune. Chaque configuration offre des avantages distincts en termes de gain, d'impédance d'entrée et de sortie, que nous présenterons en détail.

En outre, avant d'entamer l'étude détaillée des différents montages, nous aborderons les principes fondamentaux de l'amplification, jetant ainsi les bases nécessaires à une compréhension approfondie de ces dispositifs. De plus, nous procéderons à une analyse du comportement du transistor bipolaire en régime alternatif. Cette analyse nous aidera à mieux comprendre le fonctionnement des différents montages à travers un circuit équivalent.

7.1 Introduction

Essentiellement, le transistor est un élément actif capable d'amplifier un signal. L'objectif est alors d'injecter un signal à l'intérieur d'un circuit à transistors et de récupérer celui-ci après amplification. Bien entendu, cela doit se faire sans déranger la polarisation normale du circuit.

La configuration d'un amplificateur se réfère à la manière dont les composants électroniques, tels que les transistors, sont interconnectés pour amplifier un signal électrique. Lorsqu'on utilise un transistor comme amplificateur, on l'attaque entre deux électrodes (broches), et on prélève le signal amplifié également entre deux électrodes. Comme le transistor ne possède que trois électrodes, il est évident qu'on doit en utiliser une EN COMMUN.

Comme nous l'avons dit plus haut, il existe donc trois configurations ou types de montage possibles. Voici un bref aperçu des trois montages qui seront présentées dans ce chapitre.

- ***Configuration Émetteur-Commun*** (EC) : Dans cette configuration, le signal d'entrée est appliqué entre la base et l'émetteur du transistor, tandis que le signal de sortie est prélevé entre le collecteur et l'émetteur. Cette configuration offre un gain en tension élevé et une impédance de sortie relativement basse.

- ***Configuration Collecteur-Commun*** (CC) : Ici, le signal d'entrée est appliqué entre la base et le collecteur du transistor, et le signal de sortie est prélevé entre l'émetteur et le collecteur. Cette configuration offre un gain en courant élevé et une impédance d'entrée élevée, la rendant idéale pour les applications où une charge à haute impédance est connectée en sortie.

- ***Configuration Base-Commune*** (BC) : Dans cette configuration, le signal d'entrée est appliqué entre l'émetteur et la base du transistor, tandis que le signal de sortie est prélevé entre le collecteur et la base. Cette configuration offre un gain en courant élevé et une impédance de sortie relativement basse, ce qui la rend adaptée aux applications nécessitant une amplification du courant.

Chaque configuration présente des avantages et des inconvénients spécifiques en fonction des exigences de l'application. Le choix de la configuration dépend donc des spécifications du circuit et des performances souhaitées. À chacun de ces trois montages nous ferons une étude en deux étapes bien distinctes :

1. **L'analyse statique** visant à trouver les tensions et courants de repos. À la suite de cette analyse, il sera possible de définir la classe de fonctionnement, les limites d'excursion du signal utile, la dissipation de puissance en régime statique et, aussi, les paramètres dynamiques que l'on utilisera dans la deuxième étape.

2. **L'analyse dynamique** visant à déterminer le comportement du transistor en régime de variations autour d'un point de fonctionnement (application d'un signal). Cette analyse nous mènera vers la connaissance des performances utiles du montage : gain en tension, impédance d'entrée et de sortie, bande passante, etc.

Avant d'en aborder l'étude spécifique des trois montages, nous présenterons les principes généraux d'un amplificateur.

7.2 Amplificateur

Dans cette section, nous présentons plusieurs aspects clés de l'amplification. Nous commencerons par une analyse du principe sous-jacent à tout amplificateur. Ensuite, nous étudierons de près le gain, l'impédance d'entrée et de sortie, ainsi que la bande passante, des éléments importants pour comprendre le comportement et les performances des amplificateurs. Nous aborderons également l'effet de couplage entre les différents amplificateurs, un aspect souvent négligé mais essentiel dans la conception de circuits complexes.

7.2.1 Principe de l'amplificateur

Un amplificateur électronique (ou ampli) est un dispositif qui augmente la tension, le courant ou la puissance d'un signal électrique, en utilisant l'énergie fournie par son alimentation électrique. Le principe de l'amplification repose sur l'utilisation d'une source d'alimentation pour générer un courant dont les variations reproduisent fidèlement celles du signal à amplifier, mais avec des amplitudes nettement plus importantes. La Figure 7-1 illustre le schéma bloc d'un amplificateur de signal.

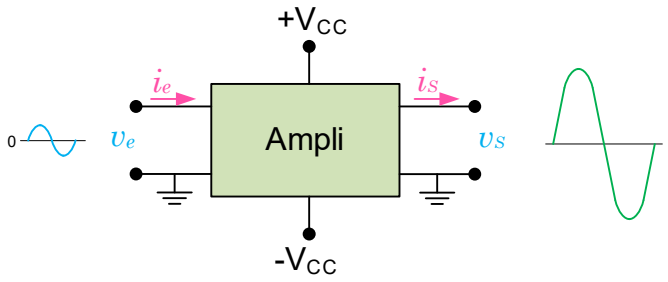


Figure 7-1 Schéma bloc d'un amplificateur.

Un amplificateur parfait est un système actif capable d'amplifier un signal d'entrée sans aucune déformation : sa sortie est une réplique exacte de l'entrée, mais avec une amplitude accrue. Toute déformation entre le signal de sortie et le signal d'entrée, à l'exception de l'amplification de l'amplitude, est appelée distorsion, une notion que nous détaillerons plus loin dans ce chapitre.

7.2.2 Gain d'un amplificateur

Fondamentalement, un amplificateur est un appareil destiné à accroître la puissance d'un signal. Il existe bien des « *amplificateurs de tension* » et des « *amplificateurs de courant* », mais ces appareils sont également, à des degrés plus ou moins variables, des amplificateurs de puissance.

L'introduction du gain de l'amplificateur se réfère à la relation entre le signal mesuré à la sortie et celui mesuré à l'entrée. Il existe trois types différents de gain d'amplificateur qui peuvent être mesurés et sont les suivants: Gain de tension (Av), Gain de courant (A_i) et Gain de puissance (A_p) selon la grandeur mesurée. Des exemples de ces différents types de gains sont présentés ci-dessous.

En pratique, le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{v_s}{v_e}$$

Équation 7-1 Gain en tension.

En décibel, par :

$$A_{V_{dB}} = 20 \cdot log\left(\frac{v_s}{v_e}\right)$$

Équation 7-2 Gain en tension en décibel.

Le gain en courant de l'amplificateur est donné par :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$

Équation 7-3 Gain en courant.

En décibel, par :

$$A_{i_{dB}} = 20 \cdot log\left(\frac{i_s}{i_e}\right)$$

Équation 7-4 Gain en courant en décibel.

Le gain en puissance de l'amplificateur est donné par :

$$A_p = A_v \cdot A_i$$

Équation 7-5 Gain en puissance.

En décibel, par :

$$A_{p_{dB}} = 10 \cdot log(A_p)$$

Équation 7-6 Gain en puissance en décibel.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Notez : Pour un gain en puissance égal à 2, le gain correspondant en décibels est :

$$x\ dB = 10 \cdot log(2) = 3\ dB$$

Si le gain en puissance est de 4, le gain correspondant en décibels est :

$$x\ dB = 10 \cdot log(4) = 6\ dB$$

Si le gain en puissance est de ½, le gain correspondant en décibels est :

$$x\ dB = 10 \cdot log(½) = -3\ dB$$

Conclusion : Une multiplication du gain en puissance par 2 entraîne une augmentation de 3 dB, tandis qu'une division du gain en puissance par 2 entraîne une diminution de 3 dB. Pour le gain en tension, multiplier par 2 correspond à une augmentation de +6 dB.

L'un des avantages du décibel est qu'il permet de distinguer facilement les gains : les gains supérieurs à 1 sont exprimés par des valeurs positives (en dB), tandis que les gains inférieurs à 1, indiquant une atténuation, sont représentés par des valeurs négatives. Cela facilite la compréhension de l'effet du système sur les signaux, qu'il s'agisse d'une amplification ou d'une atténuation.

7.2.3 Amplificateur en cascade

La plupart des amplificateurs sont munis de plusieurs étages d'amplification afin de répondre adéquatement à toutes les exigences de l'application.

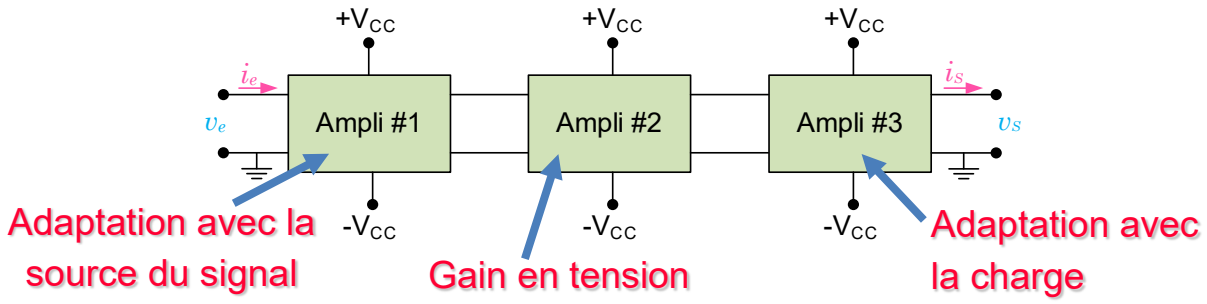


Figure 7-2 Amplificateur à trois étages.

Prenons l'exemple d'un amplificateur audio, qui se compose de trois étages : l'entrée, l'étage intermédiaire et la sortie, qui fonctionnent en synergie pour recevoir, amplifier et transmettre le signal audio. L'étage d'entrée reçoit le signal de la source et l'amplifie faiblement, tandis que l'étage intermédiaire réalise une amplification supplémentaire et peut également filtrer le signal. Enfin, l'étage de sortie délivre la puissance requise pour alimenter les haut-parleurs ou les écouteurs.

Si nous considérons une configuration à trois étages, où chaque étage a un gain de A_{V1}, A_{V2} et A_{V3}, respectivement, alors le gain en tension total est :

$$A_{V_T} = A_{V_1} \cdot A_{V_2} \cdot A_{V_3}$$

Si les gains sont exprimés en décibels, le gain total est la somme des gains :

$$A_{V_{T(dB)}} = A_{V_{1dB}} + A_{V_{2dB}} + A_{V_{3dB}}$$

7.2.4 Impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur

Les amplificateurs sont caractérisés en fonction de leurs impédances d'entrée et de sortie ainsi que de leurs gains en tension, en courant et en puissance. Les valeurs d'impédances d'entrée et de sortie des amplificateurs sont particulièrement importantes pour l'analyse, notamment lorsqu'il s'agit de connecter en cascade les différents étages d'amplification. Cette configuration, qui consiste à relier les étages les uns après les autres, vise à réduire la distorsion du signal.

Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée ($Z_{entrée}$ ou Z_{in}), souvent désignée sous le terme de résistance d'entrée, est un paramètre important dans la conception d'un amplificateur à transistor. Elle représente l'impédance du circuit telle qu'elle est perçue de l'extérieur, c'est-à-dire en « ***regardant vers l'entrée*** ». Autrement dit, c'est la résistance que le signal d'entrée « ***perçoit*** » lorsqu'il attaque l'entrée de l'amplificateur.

Si l'impédance d'entrée est trop faible, elle peut engendrer un effet de charge néfaste sur l'étage précédent, ce qui pourrait influencer la réponse en fréquence ainsi que le niveau du signal de sortie de cet étage. Cependant, dans la plupart des applications, les amplificateurs à émetteur commun et à collecteur commun présentent généralement des impédances d'entrée élevées. L'impédance d'entrée est obtenue par :

$$Z_{entrée} = \frac{v_{entrée}}{i_{entrée}}$$

Équation 7-7 Impédance d'entrée d'un amplificateur.

Soit le quotient de la tension ***alternative*** de l'entrée par le courant ***alternatif*** de l'entrée. Toutefois, cette équation est utile seulement si on peut mesurer $v_{entrée}$ et $i_{entrée}$. Pour l'analyse, on préfère utiliser les lois de Kirchhoff et le théorème de Thévenin qui se rapportent à l'analyse élémentaire de circuits.

Impédance de sortie

L'impédance de sortie (Z_{sortie} ou Z_{out}) correspond à l'impédance interne de la sortie de l'amplificateur, vue en « ***regardant à travers la sortie vers l'intérieur*** ». Pour le calcul de l'impédance de sortie, on utilise la méthode de Thévenin.

En résumé, un amplificateur doit fournir un gain en tension (A_v), et il peut également offrir un gain en courant (A_i). Dans certains circuits amplificateurs, un gain en puissance (A_p) peut s'avérer nécessaire. Cependant, en plus de ces trois caractéristiques essentielles, un circuit amplificateur doit également posséder d'autres caractéristiques, tels qu'une impédance d'entrée ($Z_{entrée}$) élevée, une faible impédance de sortie (Z_{sortie}) et une largeur de bande passante (BP) adéquate. En théorie, un amplificateur « parfait » aurait une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle.

7.2.5 Diagramme fonctionnel

Indépendamment de leurs caractéristiques propres, tous les amplificateurs possèdent des caractéristiques générales communes qui peuvent être représentées par un schéma simplifié. Prenons l'exemple d'un amplificateur à transistor simple, illustré à la Figure 7-3. Il est constitué d'un réseau de résistances qui sert à polariser le transistor, ainsi que de condensateurs (C_1 er C_2) qui assurent le couplage de l'amplificateur avec un autre, facilitant ainsi le passage du signal alternatif.

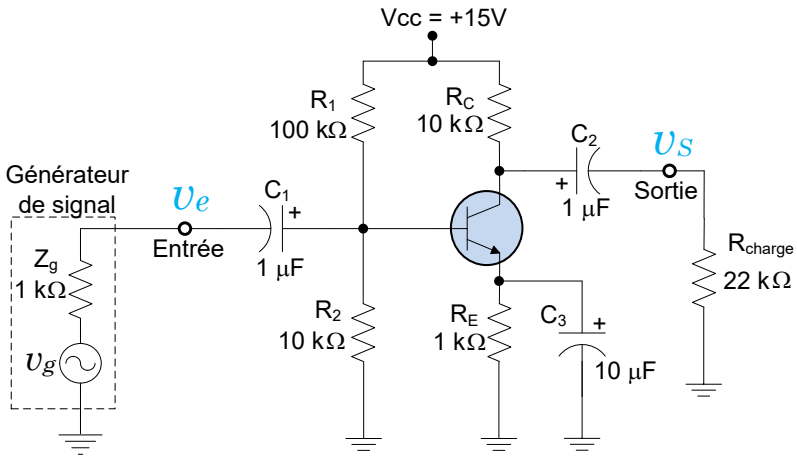


Figure 7-3 Amplificateur simple.

Cet amplificateur a un gain approximatif en tension de -10, une impédance d'entrée d'environ 8,3 kΩ et une impédance de sortie de 10 kΩ (on verra plus loin la méthode de calcul de ces valeurs). À bien des égards, un amplificateur peut être considéré comme une « *boîte noire* », désignée sous le terme *diagramme fonctionnel*, comportant deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie. En réalité, l'une des bornes est partagée, donc commune, entre l'entrée et la sortie, représentant la masse ou le potentiel de zéro volt. La Figure 10 4 représente le diagramme fonctionnel d'un tel amplificateur.

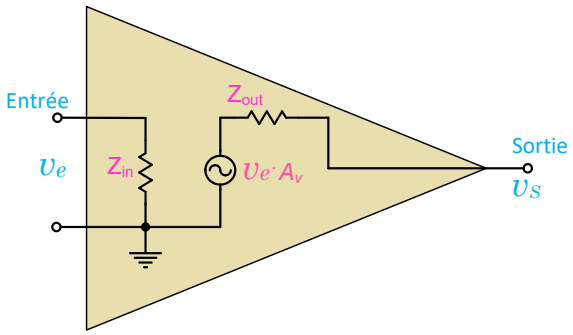


Figure 7-4 Diagramme fonctionnel d'un amplificateur.

En réalité, tout type d'amplificateur peut être représenté par ce diagramme, qui renferme des informations importantes. L'impédance d'entrée indique la charge que l'amplificateur impose à la source de signal ou à l'étage d'amplification précédent. L'impédance de sortie, quant à elle, représente la résistance interne équivalente à la sortie. Ces deux impédances, $Z_{entrée}$ et Z_{sortie}, influencent les performances globales de l'amplificateur, en particulier lorsque plusieurs étages de ce type sont connectés en série; l'impédance de sortie de l'un combinée à l'impédance d'entrée de l'autre forme un diviseur de tension non souhaité.

Lorsque qu'une source de signal sera connectée à l'entrée d'un amplificateur et qu'une charge sera branchée à sa sortie, les caractéristiques électriques du circuit amplificateur seront modifiées.

Les signaux d'entrée qui seront amplifiés proviennent généralement de sources de tension alternatives (ou générateurs de tension), qui sont représentées avec leurs résistances internes (Z_g). La Figure 7-5 illustre un diagramme fonctionnel avec source de signal d'entrée et résistance de charge branchées à celui-ci.

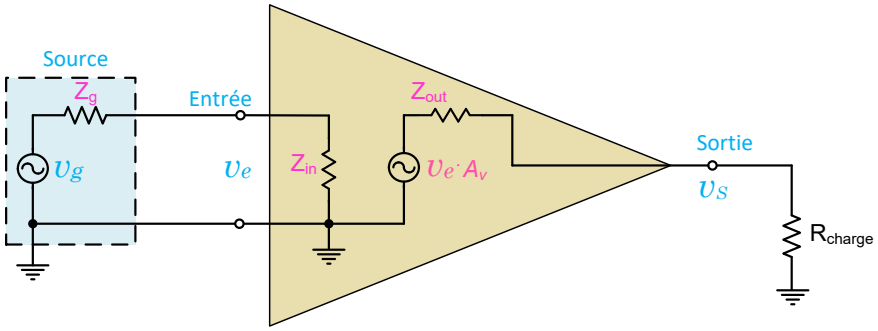


Figure 7-5 Diagramme fonctionnel avec source de signal d'entrée et résistance de charge.

Lorsqu'un amplificateur est connecté à une source de signal d'entrée, celle-ci « *perçoit* » l'impédance d'entrée (Z_{in}) de l'amplificateur comme une charge. Par ailleurs, la tension d'entrée (v_e) représente la valeur mesurée par l'amplificateur aux bornes de son impédance d'entrée. C'est pourquoi, le circuit d'entrée des amplificateurs peut être considérée comme un simple circuit diviseur de tension, comme illustré à la Figure 7-6.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

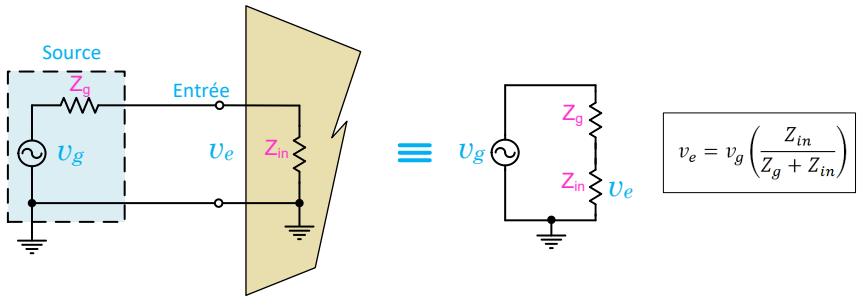


Figure 7-6 Circuit équivalent de l'entrée de l'amplificateur avec source de signal d'entrée.

Dans la même logique, lorsque qu'une résistance de charge est connectée à la sortie d'un amplificateur, celui-ci agit comme la source d'alimentation de la charge. Ainsi, la sortie de l'amplificateur (comprenant la tension et l'impédance de sortie) devient automatiquement la source de signal pour la charge, comme le montre la Figure 7-7.

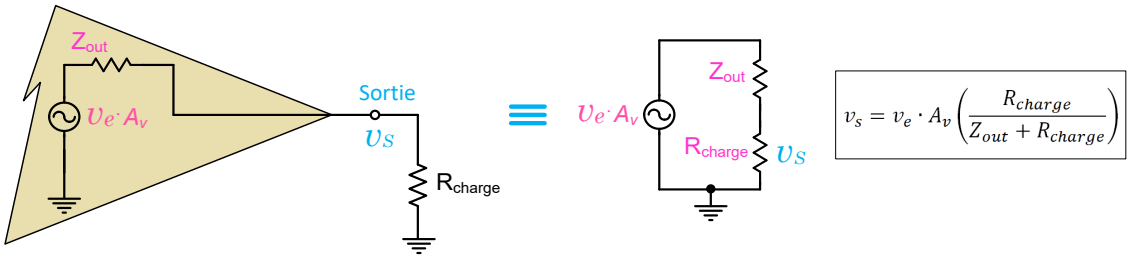


Figure 7-7 Circuit équivalent de la sortie de l'amplificateur avec une résistance de charge.

On quantifie l'effet de ces diviseurs de tension par un facteur qu'on appelle le *gain d'interface* (A_{Vint}). Il consiste à calculer le rapport du diviseur de tension résultant. La Figure 7-8 montre deux étages d'amplifications, semblables à la Figure 7-3, branchés l'un à la suite de l'autre, communément appelé « *montage en cascade* ».

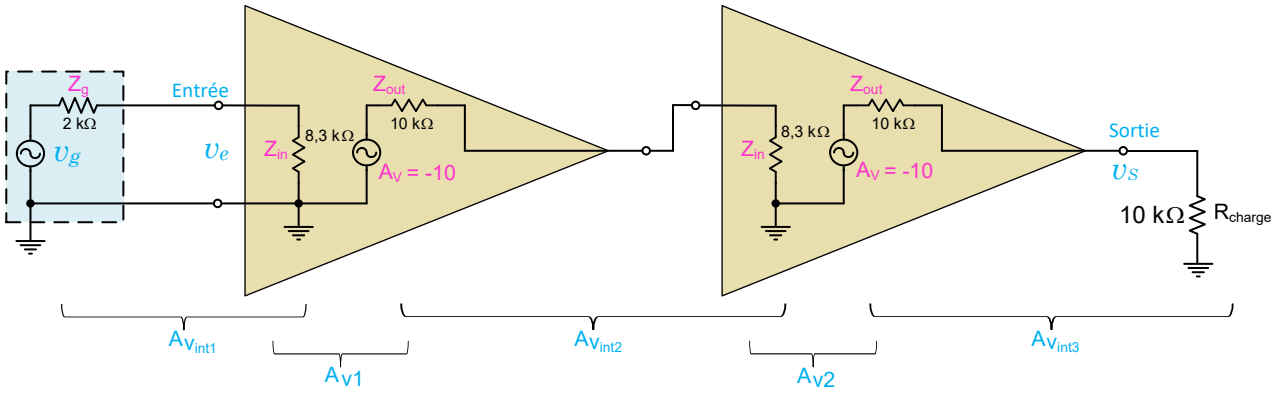


Figure 7-8 Diagramme fonctionnel à deux étages.

La source de signal à amplifier se trouve à la gauche et comporte une résistance interne de 2 kΩ. Cette résistance et l'impédance d'entrée du premier étage créent un premier diviseur de tension.

$$A_{V_{int1}} = 8{,}3\ \text{k}\Omega\ /\ (2\ \text{k}\Omega\ +\ 8{,}3\ \text{k}\Omega)\ =\ 0{,}806$$

Le même phénomène se reproduit à nouveau entre les deux étages et entre le dernier étage et la résistance de charge (R_{charge}), créant ainsi un deuxième et un troisième diviseur de tension.

$$A_{V_{int2}} = 8{,}3\ \text{k}\Omega\ /\ (10\ \text{k}\Omega\ +\ 8{,}3\ \text{k}\Omega)\ =\ 0{,}454$$

$$A_{V_{int3}} = 10\ \text{k}\Omega\ /\ (10\ \text{k}\Omega\ +\ 10\ \text{k}\Omega)\ =\ 0{,}5$$

Le gain total du système est égal au produit de tous les gains.

$$A_{V_T} = A_{V_{int1}} \cdot A_{V_1} \cdot A_{V_{int2}} \cdot A_{V_2} \cdot A_{V_{int3}}$$

$$A_{V_T} = (0{,}806) \cdot (-10) \cdot (0{,}454) \cdot (-10) \cdot (0{,}5) = 18{,}3$$

Ce résultat se retrouve loin de l'espérance de A_{v1} x A_{v2} = -10 x -10 = 100! Il est donc souhaitable de maintenir les impédances de sortie aussi basses que possible et les impédances d'entrée aussi élevées que possible afin de minimiser l'effet des gains d'interface.

En résumé, lors de la conception pour obtenir une bonne amplification en tension pour chaque étage d'amplification, il est essentiel de veiller à choisir :

- une forte impédance d'entrée;
- une faible impédance de sortie.

7.2.6 Réponse en fréquence d'un amplificateur

Une des caractéristiques les plus utilisées en audiofréquence est la « *réponse en fréquence* » d'un dispositif. Elle décrit la relation qui existe entre l'entrée et la sortie d'un système en ce qui a trait à l'amplitude et à la fréquence du signal. La réponse en fréquence d'un amplificateur fait référence à la plage de fréquences dans laquelle l'amplificateur fonctionne. Cette zone est aussi appelée *bande passante*.

Le diagramme de Bode, que l'on a étudié dans le contexte des filtres passifs, peut également représenter la réponse en fréquence d'un amplificateur (Figure 7-9). La bande passante de cet amplificateur est définie par les fréquences de coupure inférieure (f_1) et supérieure (f_2). Les fréquences de coupure inférieure et supérieure sont atteintes lorsque le signal est atténué de 3dB (0,707 x tension de sortie nominale).

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

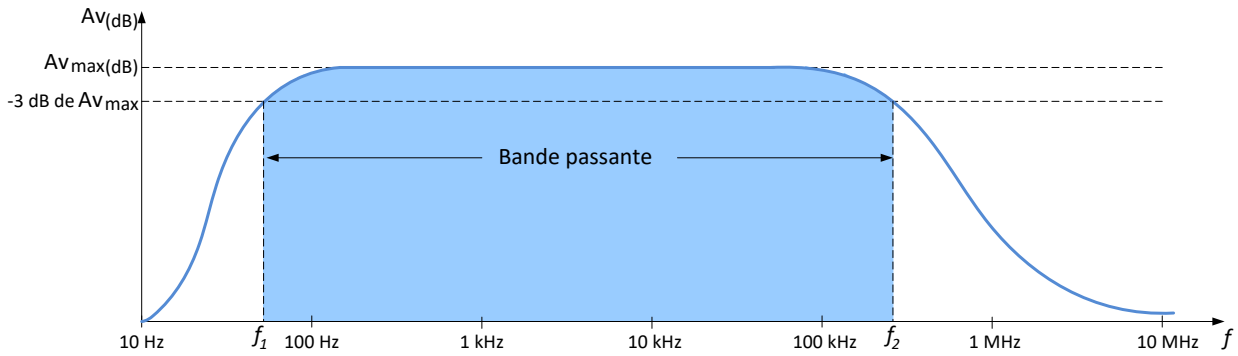


Figure 7-9 Réponse en fréquence typique d'un amplificateur.

Cependant, il est important de noter que contrairement aux filtres passifs, où la plupart des gains avaient un maximum de 0 dB, les amplificateurs ont des gains supérieurs à 0 dB. Ainsi, l'atténuation de 3 dB ne se réfère pas spécifiquement à -3 dB en valeur absolue, mais plutôt à une réduction de 3 dB par rapport au gain maximal de l'amplificateur.

Exemple 7.1

Un amplificateur a un gain théorique de +20 dB. Déterminez le gain en tension et en dB aux fréquences de coupure f_1 et f_2, ainsi que le gain maximal en tension.

Solution :

D'abord, le gain en dB aux fréquences de coupure est déterminé à -3 dB du gain maximal de l'amplificateur, soit :

$$A_{V\,(f_1,f_2)dB} = A_{V\,max} - 3\,dB = +20\,dB - 3\,dB = +17\,dB$$

Calculons la valeur du gain en tension de +17 dB,

$$+17\,dB = 20\log\left(A_{V\,(f_1,f_2)}\right)$$

$$+17/20 = \log\left(A_{V\,(f_1,f_2)}\right)$$

$$A_{V\,(f_1,f_2)} = 10^{\left(\frac{17}{20}\right)} = 7{,}07$$

Pour le gain maximal en tension,

$$A_{VT} = 10^{\left(\frac{20}{20}\right)} = 10{,}0$$

Exemple 7.2

Un amplificateur a une tension de sortie de 12 volts crête-à-crête lorsque la fréquence du signal d'entrée est à l'intérieur de la bande passante. Déterminez la valeur de la tension de sortie que nous devrions mesurer aux fréquences de coupure f_1 et f_2.

Solution :

Aux fréquences de coupure f_1 et supérieure f_2, l'atténuation du signal sera de -3 dB. Par conséquent, la valeur de la tension sera de 0,707 de la valeur maximale.

$$v_{sortie\ (f_1,f_2)} = v_{sortie\ max} \cdot 0{,}707 = 12\ V_{c.-à-c.} \cdot 0{,}707 = 8{,}48\ V_{c.-à-c.}$$

En pratique, le gain d'un amplificateur n'est pas toujours constant sur toute la bande passante. La Figure 7-10 présente une réponse en fréquence pratique mettant en évidence la plage de fréquences qu'un amplificateur peut traiter, ainsi que les fluctuations du niveau de sortie observées à l'intérieur de cette plage.

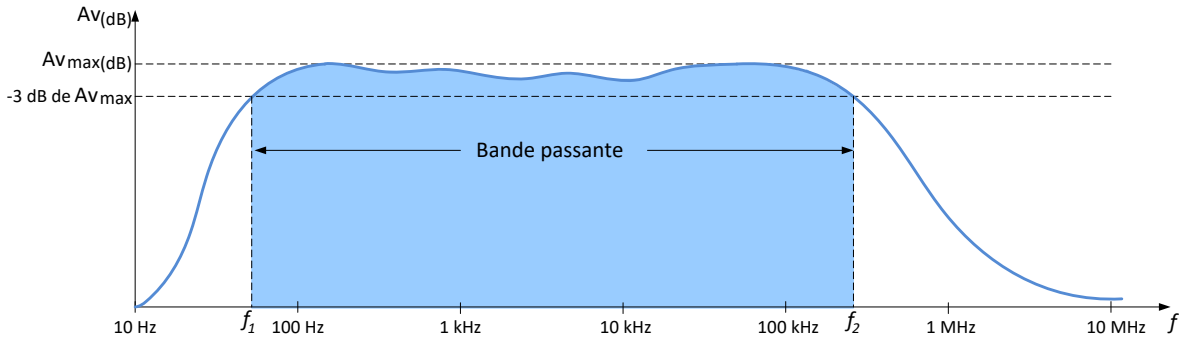


Figure 7-10 Réponse en fréquence pratique d'un amplificateur.

7.2.7 Distorsion de l'amplificateur

Lorsque le signal de sortie d'un amplificateur n'est pas conforme au signal d'entrée, on parle de distorsion. La distorsion de l'amplificateur peut prendre de nombreuses formes telles que la distorsion d'amplitude, de fréquence et de phase due à l'écrêtage, etc.

Pour qu'un amplificateur de signal fonctionne correctement sans distorsion du signal de sortie, il est essentiel de lui appliquer une polarisation en régime statique appropriée. Une polarisation en courant continu est nécessaire afin que l'amplificateur puisse amplifier le signal d'entrée sur l'ensemble de son cycle, avec le point de fonctionnement du transistor, également appelé point Q, réglé aussi près que possible du milieu de la droite de charge statique. Le réglage du point Q au centre de la droite de charge est désigné par le terme « amplificateur de type Classe A ». Le montage à

émetteur commun est le plus couramment utilisé pour ce type d'amplificateur. Ces concepts seront explorés plus en détail dans les sections suivantes.

Cependant, si notre amplificateur est mal conçu et que le point de fonctionnement statique n'est pas positionné au centre de la droite de charge, ou si nous appliquons un signal trop fort à l'entrée, le signal de sortie peut ne pas reproduire fidèlement la forme d'onde originale du signal d'entrée. En d'autres termes, l'amplificateur subit ce que l'on appelle couramment « *de la distorsion* » du signal.

Considérez le circuit amplificateur de type émetteur-commun de la Figure 7-11.

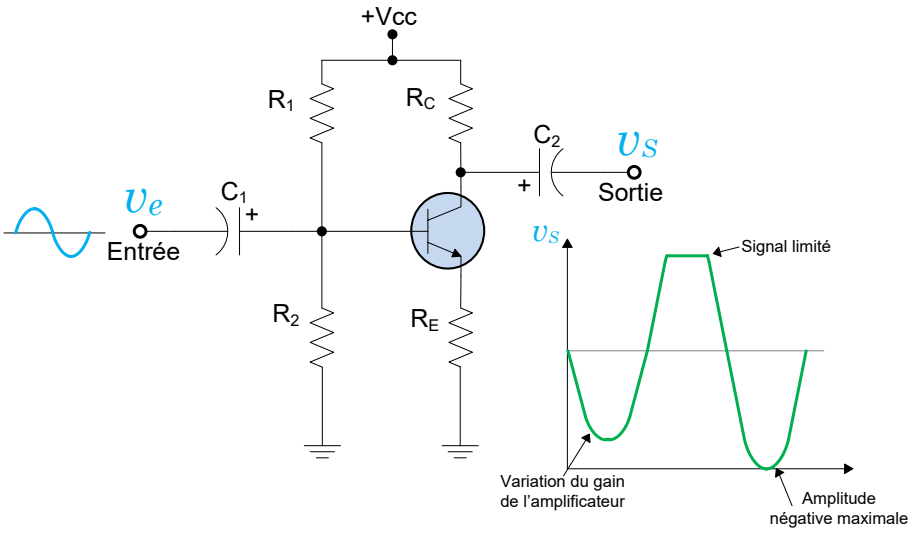


Figure 7-11 Circuit équivalent en régime.

Une distorsion de la forme d'onde du signal de sortie peut se produire pour l'un des cas suivants :

- L'amplification peut ne pas se produire sur tout le cycle du signal en raison de niveaux de polarisation incorrects.
- Le signal d'entrée peut être trop important, entraînant ainsi une limitation de l'amplificateur par la tension d'alimentation.
- L'amplification du signal peut ne pas être linéaire sur toute la plage de fréquences des signaux d'entrée.

Cela signifie alors que pendant le processus d'amplification de la forme d'onde du signal d'entrée, une certaine forme de distorsion de l'amplificateur s'est produite.

Comme nous l'avons mentionnée antérieurement dans les chapitres 5 et 6, les caractéristiques d'un transistor sont sensibles aux variations de température, ce qui entraîne des modifications dans le point de polarisation. En effet, le fonctionnement du transistor dépend fortement de la température de ses jonctions. Les variations de la tension V_{BE} et du β avec la température provoquent un déplacement important et néfaste du point de repos *Q* sur la droite de charge. Un choix judicieux du transistor et des composants de polarisation peut contribuer à réduire l'effet de la distorsion de l'amplificateur.

La distorsion d'amplitude

La distorsion d'amplitude se produit lorsqu'il y a une altération des crêtes de la forme d'onde, généralement causée par un décalage ou un mauvais choix du point Q, pouvant conduire à une amplification inégale sur l'ensemble du cycle du signal. Cette non-linéarité de la forme d'onde de sortie est illustrée à la Figure 7-12.

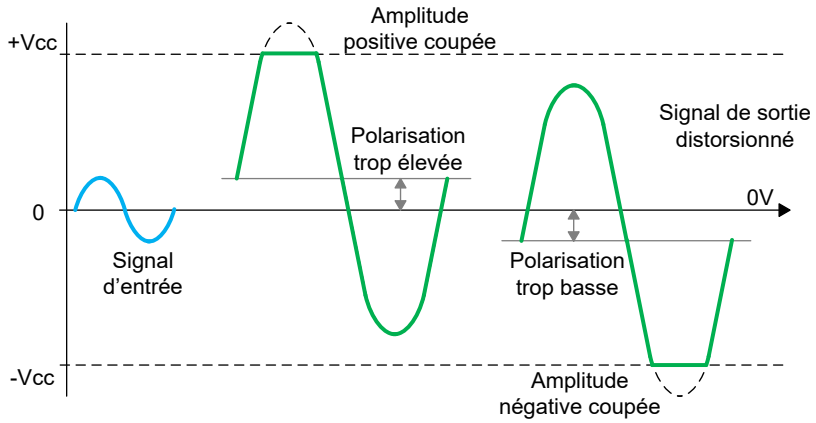


Figure 7-12 Distorsion d'amplitude causée par une mauvaise polarisation.

Si la polarisation des transistors est correcte, la forme d'onde de sortie doit avoir la même forme que celle de la forme d'onde d'entrée à la seule différence qu'elle est plus grande (amplifiée). Si la polarisation est insuffisante et que le point Q se trouve dans la moitié inférieure de la droite de charge, la forme d'onde de sortie ressemblera à celle de droite (Figure 7-12) avec l'amplitude négative de la forme d'onde de sortie coupée (ou « *clippée* » du terme anglais « *clipped* »). De même, si la polarisation est trop élevée et que le point Q se trouve dans la moitié supérieure de la droite de charge, la forme d'onde de sortie ressemblera à celle du centre avec l'alternance positive coupée.

Même avec une polarisation parfaitement réglée, il est toujours possible que la forme d'onde de sortie soit déformée à cause d'un signal de grande amplitude appliqué à l'amplificateur, qui sera amplifié de manière excessive par le gain des circuits. Le signal de tension de sortie est alors écrêté tant dans les parties positives que négatives de la forme d'onde, perdant ainsi son apparence

sinusoïdale, même lorsque la polarisation est adéquate. Ce type de distorsion d'amplitude est appelé « *écrêtage* » et est le résultat d'une « *surcharge* » de l'entrée de l'amplificateur.

Lorsque l'amplitude d'entrée devient trop grande, l'écrêtage s'intensifie et contraint la forme d'onde du signal de sortie à dépasser les valeurs de tension d'alimentation (+Vcc et –Vcc), entraînant ainsi l'écrêtage (ou signal coupée) des amplitudes positive et négative de la forme d'onde du signal de sortie (voir Figure 7-13). Pour éviter ce phénomène, il est nécessaire de limiter la valeur maximale du signal d'entrée à un niveau qui empêchera l'écrêtage.

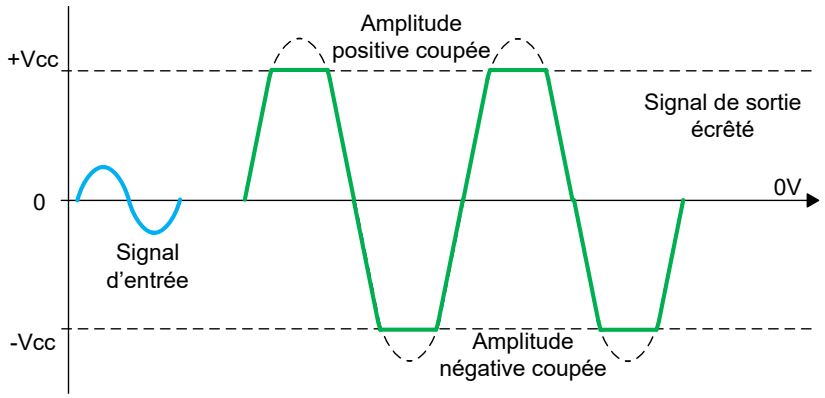


Figure 7-13 Distorsion d'amplitude causée par l'écrêtage.

En pratique, il est essentiel de maintenir une amplitude de signal d'entrée appropriée afin d'éviter toute distorsion d'amplitude, tout en veillant à ce que le signal de sortie demeure à l'intérieur des limites de tension définies par +Vcc et -Vcc, avec une marge de ±1 ou 2 volts selon l'amplificateur.

La distorsion d'amplitude réduit considérablement l'efficacité d'un circuit amplificateur. Ces « *sommets plats* » de la forme d'onde de sortie déformée, soit en raison d'une polarisation incorrecte, soit en excitant l'entrée trop fortement ne contribuent en rien à la puissance du signal de sortie souhaitée.

Cela dit, certains guitaristes et groupes de rock bien connus préfèrent en fait que leur son distinctif soit fortement déformé ou « *saturé* » en écrêtant fortement la forme d'onde de sortie dépassant les valeurs de tension d'alimentation +Vcc et –Vcc. De plus, l'augmentation d'écrêtage sur une sinusoïde produira tellement de distorsion d'amplitude qu'elle finira par produire une forme d'onde de sortie qui ressemble à celle d'une forme « *d'onde carrée* » qui peut ensuite être utilisée dans des circuits de synthétiseur électronique ou numérique.

7.3 Classes d'opération

La plupart des amplificateurs audio sont conçus de façon telle que le signal de sortie soit de même forme que le signal d'entrées. Une amplification linéaire est obtenue en faisant travailler le transistor sur la partie linéaire de sa courbe caractéristique. La partie de la courbe sur laquelle le transistor opère est déterminée par la classe d'opération laquelle, à son tour, dépend de la polarisation du transistor. Les quatre classes d'opération sont A, B, AB et C, nous les présentons dans cette section.

7.3.1 Classe d'opération A

Un amplificateur à transistor opère en *classe A* lorsque sa polarisation permet au courant du collecteur de circuler pendant toute la durée du signal d'entrée. Pour arriver à ce résultat, il faut choisir un point d'opération *Q* qui se situe à peu près au centre de la droite de charge. Le transistor conduit en permanence et le point de repos est déterminé avec un courant de base non nul ($I_B \neq 0$) et une tension V_{BE} supérieure à 0,6 V à 25 °C. La Figure 7-14 présente la forme de signaux obtenus à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur à transistor fonctionnant en classe A.

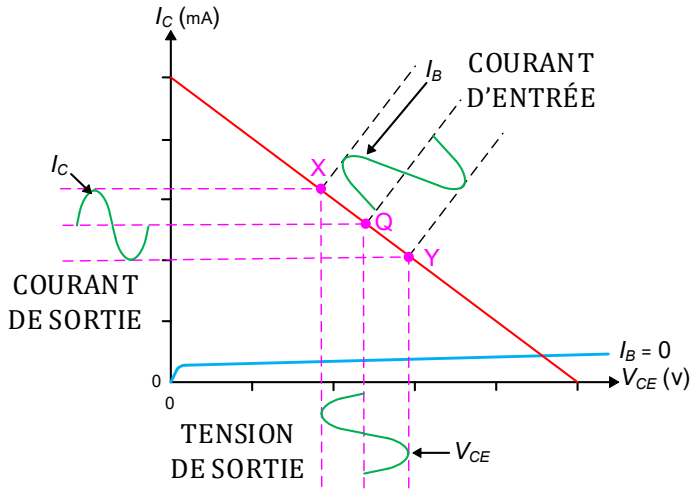


Figure 7-14 Transistor opérant en classe A.

Pendant l'alternance positive, le signal d'entrée déplace le point *Q* vers le point *X*, I_B et I_C augmentent. L'accroissement de I_C cause la diminution de V_C, par le fait même, une diminution de V_{CE}. Le signal de tension à la sortie (V_{CE}) est négatif à ce moment. Lorsque le signal d'entrée devient négatif, le point *Q* se déplace vers le point *Y*, I_B et I_C diminuent et augmente la tension de V_C, par le fait même, une augmentation de V_{CE}. Le signal de tension à la sortie (V_{CE}) est positif. Les signaux d'entrée et de sortie sont déphasés de 180°. La forme du courant de sortie de l'amplificateur étant une réplique exacte de la forme du courant d'entrée, il en résulte une amplification linéaire.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Un des principaux avantages de l'amplification en classe A réside dans son traitement complet du signal d'entrée, ce qui permet de minimiser toute forme de distorsion perceptible, à vrai dire la distorsion est réduite. Toutefois, cette configuration présente un rendement énergétique inférieur à 50%.

L'amplification en classe A est principalement utilisée pour les applications nécessitant une faible puissance, généralement inférieure à 1 watt. Néanmoins, certains amplificateurs audiofréquences continuent d'adopter cette méthode de polarisation. Dans de telles configurations, les étages amplificateurs dissipent une quantité significative d'énergie. Les montages fondamentaux utilisés sont principalement l'émetteur-commun et le collecteur-commun.

7.3.2 Classe d'opération B

Lorsqu'un amplificateur à transistor est configuré en *classe B*, le courant du collecteur circule uniquement pendant un demi-cycle du signal d'entrée. Le transistor conduit uniquement pour une alternance, et son point de repos est fixé avec un courant de base nul ($I_B = 0$) et une tension V_{BE} égale à 0,6 V (limite de conduction à 25 °C).

Durant l'alternance négative du signal d'entrée, la tension de polarisation devient insuffisante pour maintenir la jonction base-émetteur polarisée ($I_B = 0$). Par conséquent, à ce moment-là, la jonction se trouve polarisée en inverse, rendant le transistor temporairement inopérant. Le courant de collecteur cesse alors de diminuer (il est presque nul) et la tension ne change pas. La Figure 7-15 présente la forme de signaux obtenus à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur à transistor fonctionnant en classe B.

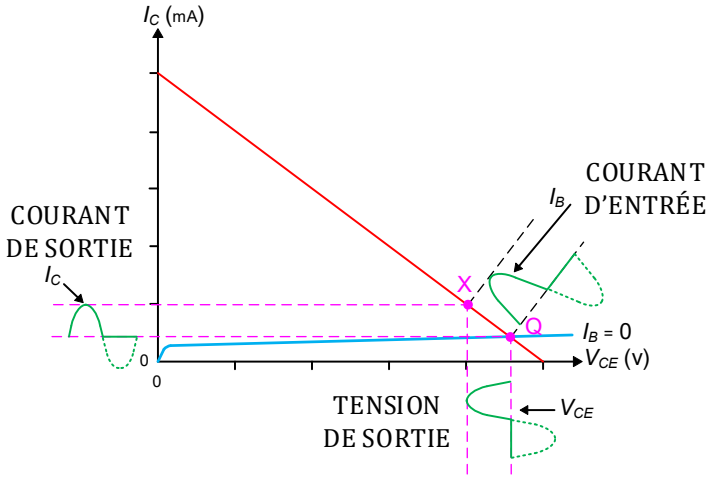


Figure 7-15 Transistor opérant en classe B.

Les amplificateurs de classe B sont souvent utilisés dans les applications audio haute puissance, où l'efficacité énergétique est capitale. Cette polarisation impose, en basse fréquence, un montage symétrique (ou montage « *push-pull* »). Un transistor travaille pour l'alternance positive, un autre

pour l'alternance négative. Cependant, lorsque le signal passe d'un transistor à l'autre à la fin de chaque demi-cycle, il y a une brève période où aucun des deux transistors ne conduit. Cela crée une discontinuité dans le signal de sortie, ce qui peut entraîner une distorsion du signal amplifié, appelé *distorsion de croissement* (« *crossover distorsion* » en anglais).

Pour atténuer la distorsion de croisement, certains amplificateurs de classe B sont conçus pour fonctionner en classe AB. Dans cette configuration, les transistors de sortie sont légèrement polarisés au-delà de zéro signal d'entrée, ce qui réduit la transition entre les transistors et minimise la distorsion de croisement. Dans le cadre du chapitre 8, nous étudierons le montage push-pull et analyserons également en détail la distorsion de croisement.

L'amplificateur en classe B est idéal pour les systèmes nécessitant une puissance de sortie élevée tout en minimisant les pertes thermiques. Ils sont essentiels dans les systèmes audios, les télécommunications et les applications industrielles nécessitant une amplification efficace et de haute qualité. En résumé, un amplificateur de classe B offre une efficacité énergétique accrue (près de 70%) par rapport à la classe A, mais nécessite une attention particulière pour éviter la distorsion du signal.

7.3.3 Classe d'opération AB

Dans un amplificateur de classe AB, les transistors de sortie sont polarisés de telle sorte qu'ils conduisent légèrement au-delà de zéro du signal d'entrée, mais pas suffisamment pour une conduction complète. Cela permet de réduire la distorsion de croisement tout en améliorant l'efficacité énergétique par rapport à un amplificateur de classe A pur, tout en maintenant une distorsion de crossover minimale. En d'autres mots, un amplificateur à transistor opère en classe AB lorsque sa polarisation est telle que le courant du collecteur circule pendant plus de 180°, mais moins de 360° du signal d'entrée.

Dans un amplificateur en classe AB, la tension de polarisation devient insuffisante pendant une partie de l'alternance négative du signal d'entrée, ce qui rend temporairement le transistor inactif. Ainsi, le transistor conduit uniquement pour une partie du cycle du signal d'entrée. Par conséquent, le signal de sortie est une version amplifiée du signal d'entrée, présentant une distorsion réduite par rapport à la classe B pure.

La Figure 7-16 présente les signaux obtenus à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur opérant en classe AB. Notez la position du point de fonctionnement *Q*; il se situe plus près du niveau de coupure (I_B = 0) du transistor que celui de l'amplificateur de classe A.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

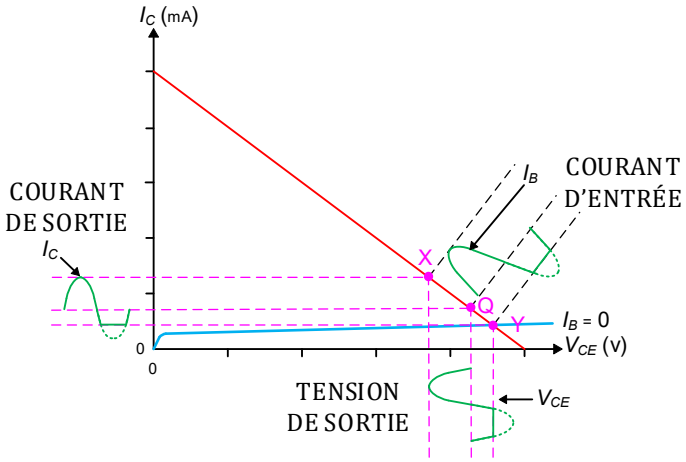


Figure 7-16 Transistor opérant en classe AB.

En résumé, la classe AB les transistors sont légèrement polarisés au-delà de zéro du signal d'entrée pour réduire la distorsion de croisement, mais moins que ce qui serait nécessaire pour une conduction complète en classe B.

7.3.4 Classe d'opération C

Un amplificateur en classe C est un type spécifique d'amplificateur dans lequel le transistor ne conduit que pour une petite fraction de l'alternance positive. Le point de repos est fixé avec un courant de base nul (I_B = 0) et une tension V_{BE} nulle. La Figure 7-17 présente la forme de signaux obtenus à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur à transistor fonctionnant en classe C.

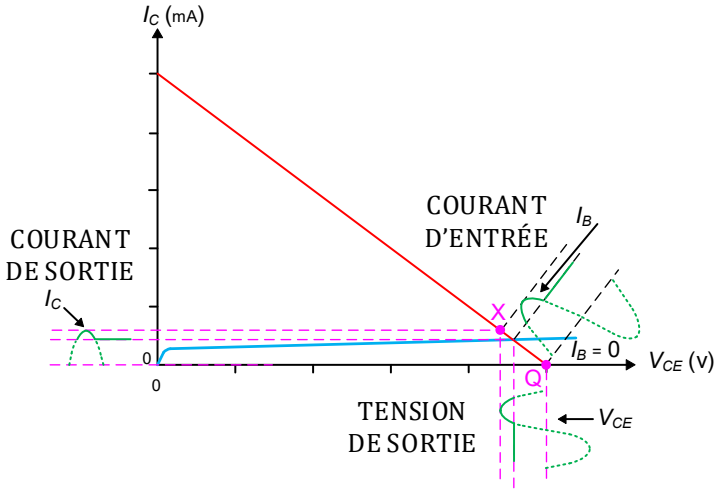


Figure 7-17 Transistor opérant en classe C.

Les amplificateurs de classe C offrent une efficacité énergétique élevée, les rendant adaptés aux applications haute fréquence telles que les transmissions radio. Cependant, ils produisent une distorsion significative du signal amplifié et nécessitent souvent des circuits de filtrage pour éliminer les composantes indésirables.

7.4 Transistor en régime dynamique (alternatif)

Un transistor est dit en régime dynamique lorsque son état électrique est en perpétuel changement, autrement dit si les intensités et tensions d'entrée et de sortie varient sans cesse. Dans cette section consacrée à l'utilisation du transistor, nous examinerons exclusivement le cas de faibles variations périodiques de part et d'autre du point de repos Q (fonctionnement en amplification linéaire).

7.4.1 Circuit équivalent en régime dynamique

Prenons l'exemple d'un amplificateur très simple à transistor (Figure 7-18).

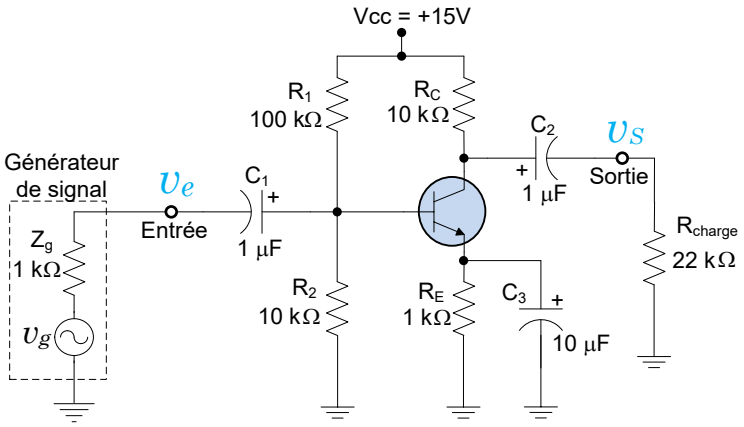


Figure 7-18 Amplificateur simple.

Dans les circuits à amplification, nous avons deux composantes de signal bien distinctes :

- Les tensions et courants continus de polarisation (nécessaire au bon fonctionnement du ou des transistors);
- Les tensions et courants formés par le signal d'entrée alternatif.

Si l'amplificateur travaille dans des limites telles que sa linéarité ne s'en trouve pas affectée, on peut simplifier considérablement l'analyse du circuit en traitant séparément chaque composante comme si elle agissait seule. On déterminera ainsi plus facilement les effets individuels et, ensuite, nous les combinerons ensemble pour connaître le comportement global du circuit (Principe de superposition applicable aux circuits linéaires). Naturellement, il faudra établir un circuit équivalent au circuit étudié lorsque celui-ci se trouve soumis simplement aux alimentations continues et un autre circuit équivalent en alternatif.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

La recherche des circuits équivalents est assez simple. Elle demande qu'on mette en application les règles suivantes :

1. En courant continu (régime continu).

a) Toute capacité sera considérée comme une coupure du circuit, c'est-à-dire qu'un condensateur se comporte comme un circuit ouvert (un condensateur bloque le courant continu).
b) Toute source alternative sera remplacée par un court-circuit.

2. En alternatif (régime dynamique).

a) Les condensateurs de couplage ou de découplage seront considérés en première approximation comme de simple court-circuit (Lorsque le circuit est bien conçu, les réactances de ces condensateurs sont négligeables vis-à-vis des autres impédances du circuit).
b) Les batteries ou sources de polarisation en courant continu seront également substituées par des courts-circuits.

Dans la Figure 7-18, les condensateurs C_1 et C_2 sont des condensateurs de couplage ou de liaison, alors que le condensateur C_3 est un condensateur de découplage. On fait généralement l'hypothèse selon laquelle ces condensateurs sont équivalents à des courts circuits en alternatif pour la fréquence de travail employée et à des circuits ouverts en continu.

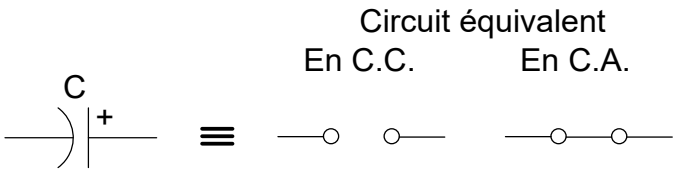


Figure 7-19 Circuit équivalent d'un condensateur.

Selon les règles précédentes, le schéma équivalent en régime dynamique (ou en alternatif) du circuit de la Figure 7-18 sera le suivant :

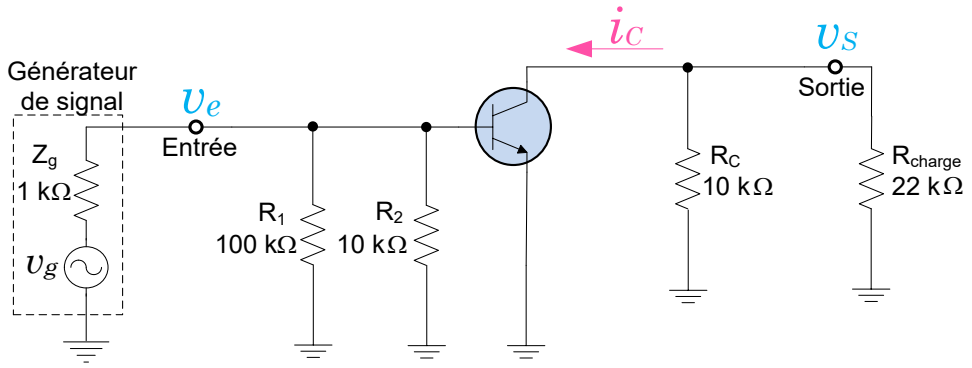


Figure 7-20 Circuit équivalent en régime dynamique de l'amplificateur de la Figure 7-18.

Au point de vue de l'analyse en courant alternatif (en régime dynamique), une source d'alimentation en courant continu représente un court-circuit (théorème de superposition). Par conséquent, les résistances R_1 et R_C sont maintenant branchées au point commun dans le circuit équivalent en régime dynamique. Les condensateurs ont été remplacés par des courts circuits. Observez que grâce à C_3, la résistance d'émetteur (R_E) est court-circuitée, ce qui implique que l'émetteur du transistor est désormais directement connecté à la masse.

7.4.2 Droite de charge en régime dynamique

Nous allons maintenant nous intéresser à l'amplitude maximale du signal de sortie. Rappelons que la droite de charge statique dressée sur les courbes caractéristiques de la base du transistor permet de déterminer le point d'opération de celui-ci, les polarisations du collecteur et de la base, le gain en courant, le gain en tension, le gain en puissance, etc. Toutes ces caractéristiques seront déterminées par l'intersection entre la droite de charge statique et les courbes caractéristiques de la base du transistor (point Q) comme illustré à la Figure 7-21.

Il est important de mentionner que l'ajout d'une charge externe affecte la polarisation du transistor, ce qui modifie directement la pente de la droite de charge statique. Cette nouvelle droite de charge est alors appelée *droite de charge en courant alternatif (AC)*. Ainsi, lorsqu'un signal est appliqué, le point de fonctionnement du transistor se déplace le long de cette droite de charge AC. En conséquence, les valeurs crête à crête du courant sinusoïdal de la tension de sortie dépendent de cette droite de charge AC.

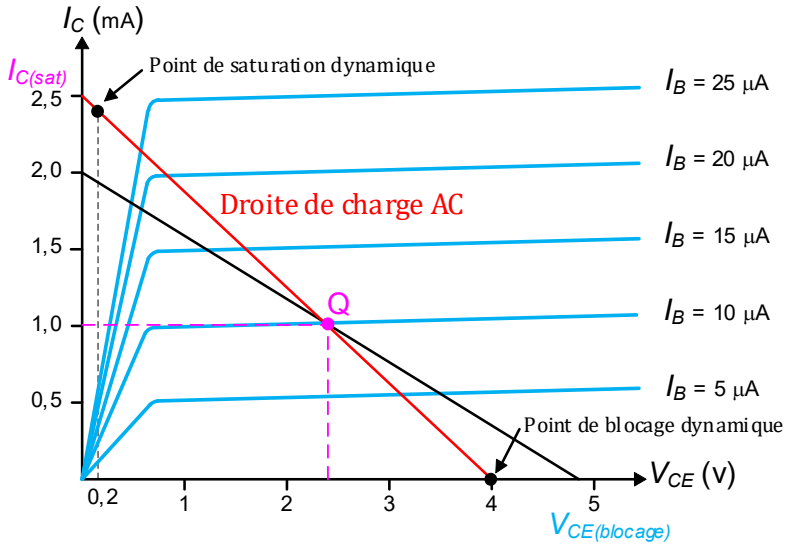


Figure 7-21 Droites de charge statique et dynamique.

En l'absence de signal alternatif à l'entrée, le transistor est au point de repos Q. En présence d'un signal, le point de fonctionnement du transistor va se déplacer sur la droite de charge AC. La tension de sortie est donc limitée d'un côté par le blocage du transistor ($V_{ce} = V_{cc}$, $I_c = 0$) et de l'autre par la saturation ($V_{ce} \approx 0{,}2V$).

Voyons maintenant ce qui se produit comme variation de courant et de tension de sortie lorsqu'un signal alternatif est appliqué à l'entrée. À 0 volt du signal d'entrée, le courant de la base reste le même, par conséquent, la polarisation du circuit reste la même. Le point Q reste fixe. En revanche, pendant le demi-cycle positif du signal d'entrée, le courant de base augmente. De son côté, le courant du collecteur augmente également. Pendant ce temps, la tension du collecteur diminue ($V_C = V_{CC} - I_C R_C$). Ainsi, le V_{CE} du transistor diminue (point A de la Figure 7-22).

À l'inverse, pendant le demi-cycle négatif du signal d'entrée, le courant de base diminue. Ce qui a pour effet de diminuer le courant du collecteur et d'augmenter la tension du collecteur. Ainsi, le V_{CE} du transistor augmente (point B de la Figure 7-22). À la lumière de ces observations, on remarque que le signal alternatif appliqué à l'entrée modifiée l'équilibre du circuit.

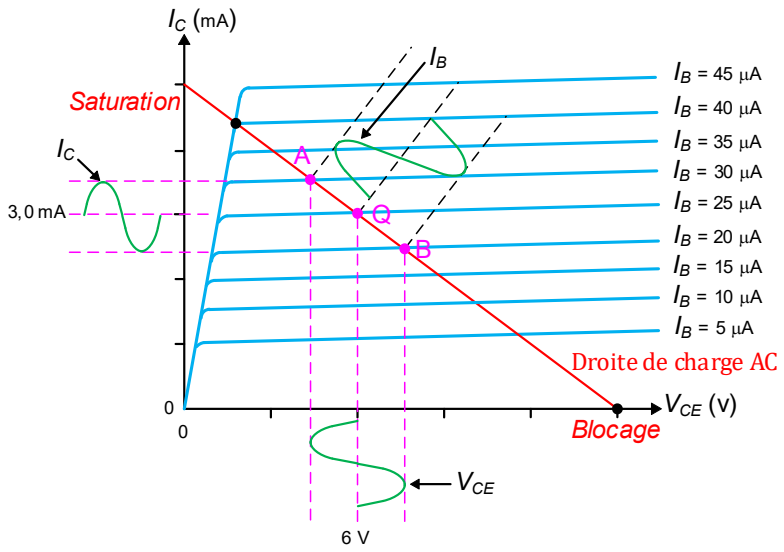


Figure 7-22 Signal sur la droite de charge dynamique.

Une amplification linéaire est obtenue en faisant travailler le transistor sur la partie linéaire de sa courbe caractéristique. Par conséquent, il est important que le point de fonctionnement ne soit pas trop perturbé, car il doit rester dans la plage linéaire pour obtenir une amplification fidèle (ou sans distorsion).

Dans le graphique ci-dessus, le signal d'entrée appliqué à l'entrée de l'amplificateur est complètement amplifié et reproduit sans aucune distorsion. Le point de fonctionnement est ainsi choisi (par la polarisation) de telle sorte qu'il se situe dans la région active, favorisant ainsi la reproduction d'un signal complet sans aucune distorsion. Cependant, il est important de noter qu'un signal d'entrée de grande amplitude peut néanmoins, comme mentionné précédemment, entraîner une distorsion d'amplitude.

7.4.3 Modèle exact du transistor en régime dynamique

En tenant compte d'autant de paramètres et d'effets qu'il est possible, on obtient le circuit équivalent exact d'un transistor fonctionnant en courant alternatif à la Figure 7-23.

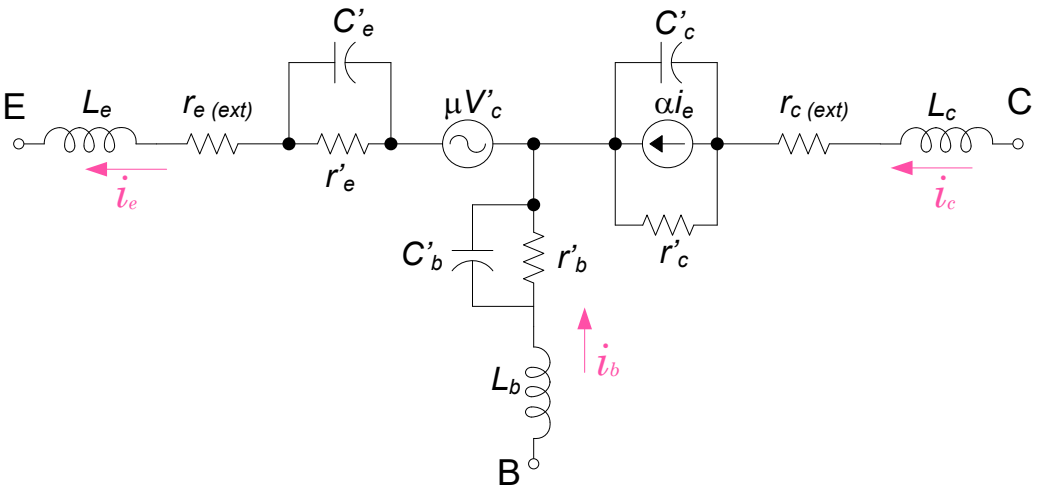


Figure 7-23 Circuit équivalent exact d'un transistor en courant alternatif.

Sans aller dans les détails techniques, les bobines reflètent les inductances des connexions des broches, tandis que les condensateurs incarnent les capacités des zones de déplétion des jonctions. En outre, il convient de souligner la présence des résistances extrinsèques, $r_{(ext)}$. Bref, en utilisant ce modèle constitué de résistances, d'inductances et de capacités, nous pouvons analyser et concevoir des circuits électroniques fonctionnant à des fréquences élevées en prenant en compte les effets dynamiques du transistor. Ce modèle permet de prédire avec précision le comportement du circuit dans des conditions AC et de garantir des performances optimales du système à des fréquences élevées.

7.4.4 Approximation idéale du transistor en régime dynamique

En analyse théorique, le circuit de la Figure 7-23 n'est pas très simple à utiliser. À moins de disposer d'un ordinateur. Ce qu'il faut faire c'est de trouver un modèle simplifié, mais le plus fidèle possible, en éliminant tout ce qu'on peut jusqu'à ce qu'il ne reste qu'un circuit équivalent satisfaisant à une analyse qualitative. Cela n'est pas une chose facile, car il faut admettre que l'étude dynamique d'un transistor est toujours plus critique que son étude statique. Néanmoins, pour une utilisation restreinte du transistor, par exemple, fonctionnement à des basses fréquences et à des signaux faibles de l'ordre du millivolt, nous pouvons simplifier le circuit de la Figure 7-23. L'objectif est d'obtenir un modèle idéal du transistor qui illustre l'essentiel du fonctionnement d'un transistor.

Un premier modèle équivalent est celui d'Ebers-Moll (Figure 7-24). En régime petit signal AC, la jonction entre la base et l'émetteur se comporte comme une résistance, que nous appellerons pour l'instant r'_e (nous expliquerons son existence plus tard), tandis que la jonction entre la base et le collecteur se comporte comme une source de courant i_c.

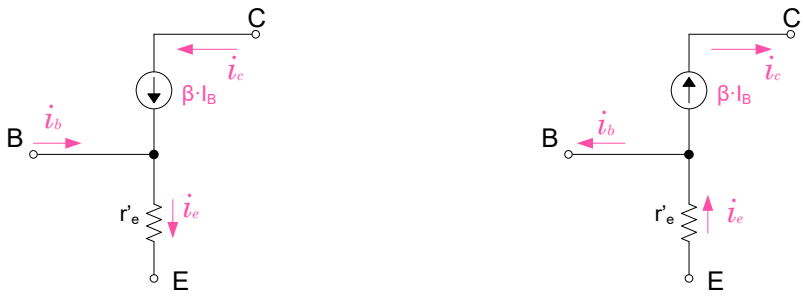


Figure 7-24 Modèles équivalents dynamiques simplifiés en T d'un transistor.

Plusieurs composants ont été éliminés, on a procédé à ce que l'on pourrait appeler une rationalisation. Mais ce modèle, tout simple qu'il soit, est suffisant pour la plupart (90% des cas) des analyses et conceptions de circuits à transistors. Le modèle que nous venons de présenter s'appelle *MODÈLE en T* à cause de sa disposition, en forme de *T*. Pour l'étude d'un amplificateur, on remplace chaque transistor par un modèle en *T*.

Il existe une autre représentation simplifiée du transistor bipolaire, c'est le modèle en π (Figure 7-25). Le modèle en π est parfois plus simple d'emploi que le modèle en *T*, car la notion d'impédance d'entrée n'est pas évidente lorsqu'on observe le modèle en *T*.

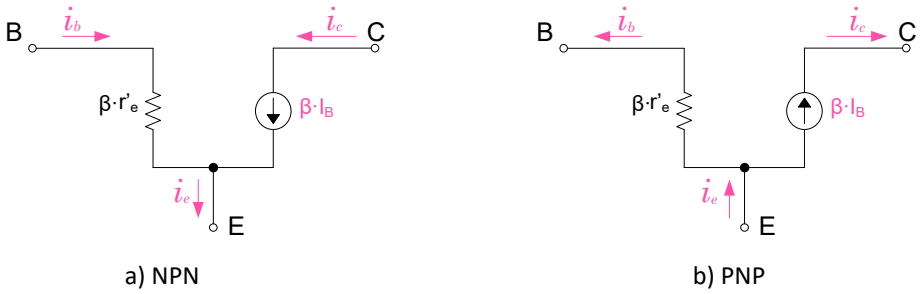


Figure 7-25 Modèles équivalents dynamiques simplifiés en π d'un transistor.

L'étude d'un amplificateur utilise l'un ou l'autre de ces deux modèles dynamiques. Les deux modèles sont très largement utilisés dans l'industrie. Pour l'étude dynamique, nous ferons appel à l'un des modèles de la Figure 7-24. Selon le type de transistor rencontré, NPN ou PNP.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

7.4.5 Résistance dynamique de la jonction base-émetteur

Nous avons vu que dans le modèle équivalent dynamique apparaît une résistance, nommé r'_e, c'est la résistance dynamique de la jonction base-émetteur. Lorsqu'un signal alternatif est imposé à l'entrée du transistor, il se produit une petite variation du courant et de la tension de l'émetteur selon la relation suivante :

$$I_E = I_S \cdot e^{V_{BE}/26mV} \qquad (\text{à } 25°\text{C})$$

Équation 7-8 Courant d'émetteur.

ou encore :

$$V_{BE} = 26mV \cdot ln(I_E/I_S)$$

Équation 7-9 Tension base-émetteur à 25 °C.

Où **I_S** : est le courant de saturation de la jonction à 25°C : 10^{-13} A

Cette fonction de transfert est exprimée graphiquement à la Figure 7-26.

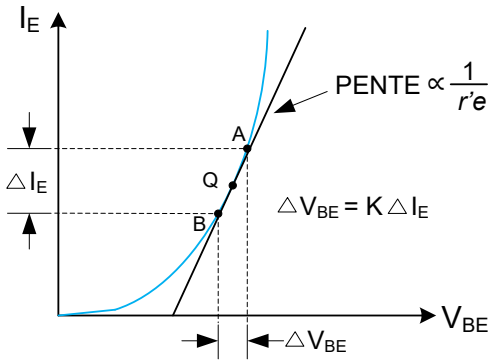


Figure 7-26 Notion graphique de la résistance dynamique de la jonction B-E.

On remarque sur la Figure 7-26 que la variation du courant I_E dépend de la variation de la tension V_{BE}. Ceci correspond à la pente de la courbe autour du point de polarisation (*Q*). Cette pente se traduit par une conductance différentielle de la jonction en régime petit signal qu'on appelle la *conductance de la jonction B-E*. Celle-ci est exprimée comme étant l'inverse de la *résistance dynamique* de la jonction base-émetteur, $1/r'_e$. En d'autres mots, la valeur de $1/r'_e$ se traduit graphiquement par l'inclinaison de la tangente au point de fonctionnement *Q* du transistor. La résistance dynamique (V_{BE} / I_E), symbolisée par r'_e, se calcule ainsi :

$$\boxed{r'_e = \frac{26mV}{I_E}} \qquad (\text{à } 25°\text{C})$$

Équation 7-10 Résistance dynamique base-émetteur à 25 °C.

Il faut noter qu'étant donné que la jonction B-E est polarisée en direct, la *résistance dynamique* sera toujours faible. Elle sera parfois négligée ce qui simplifiera considérablement les calculs d'une analyse dynamique d'un circuit. On ne pourra cependant pas s'attendre à des résultats rigoureux.

Exemple 7.3

Déterminer la résistance dynamique d'un transistor BJT dont le courant d'émetteur, I_E = 10 mA.

Solution :

$$r'_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{10\ mA} = 2{,}6\ \Omega$$

Exemple 7.4

Déterminer la résistance dynamique d'un transistor BJT dont le courant de base est de I_B = 35 µA et qui possède un gain statique suivant : β = 150.

Solution :

$$I_E = (\beta + 1) \cdot \mathrm{I_B} = (150 + 1) \cdot 35\ \mu\mathrm{A} = 5{,}29\ mA$$

$$r'_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{5{,}29\ mA} = 4{,}92\ \Omega$$

7.4.6 Effet de la jonction B-E

Dans un amplificateur attaqué par la base, le signal d'entrée (source alternative) doit fournir un courant alternatif à la base et aux résistances de polarisation du circuit, qui formeront l'impédance d'entrée du circuit. Lors de l'analyse dynamique d'un tel amplificateur, il est nécessaire de prendre en compte l'effet de la jonction B-E pour calculer son impédance d'entrée. La base représente comme impédance le produit par le facteur β de tout ce qui est branché à l'émetteur. Comme si l'on regardait à travers d'une lunette d'approche. On peut représenter cette idée par la Figure 7-27.

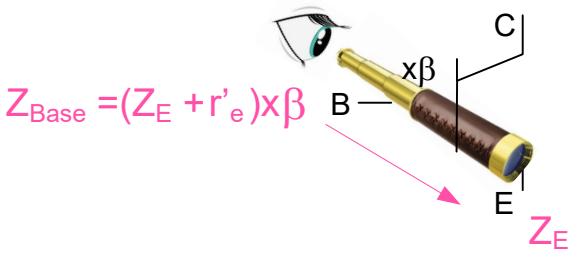


Figure 7-27 Effet de la jonction B-E vue de la base.

L'impédance de la base d'un transistor est donc β fois la somme de l'impédance à l'émetteur (Z_E) et r'_e. Démontrons l'origine de cette formule dans le contexte de l'analyse dynamique de l'amplificateur.

L'impédance d'entrée de la base est donnée par l'équation suivante :

$$Z_{Base} = \frac{v_b}{i_b}$$

Équation 7-11 Impédance de la base d'un transistor.

Soit le quotient de la tension **alternative** de la base par le courant **alternatif** de la base. Toutefois, cette équation est utile seulement si on peut mesurer v_b et i_b. Pour l'analyse, on préfère une formule pour Z_{Base} basée sur les valeurs des composants d'un circuit. Cette formule est obtenue en analysant le circuit de la Figure 7-28 et le modèle idéal en *T* du transistor.

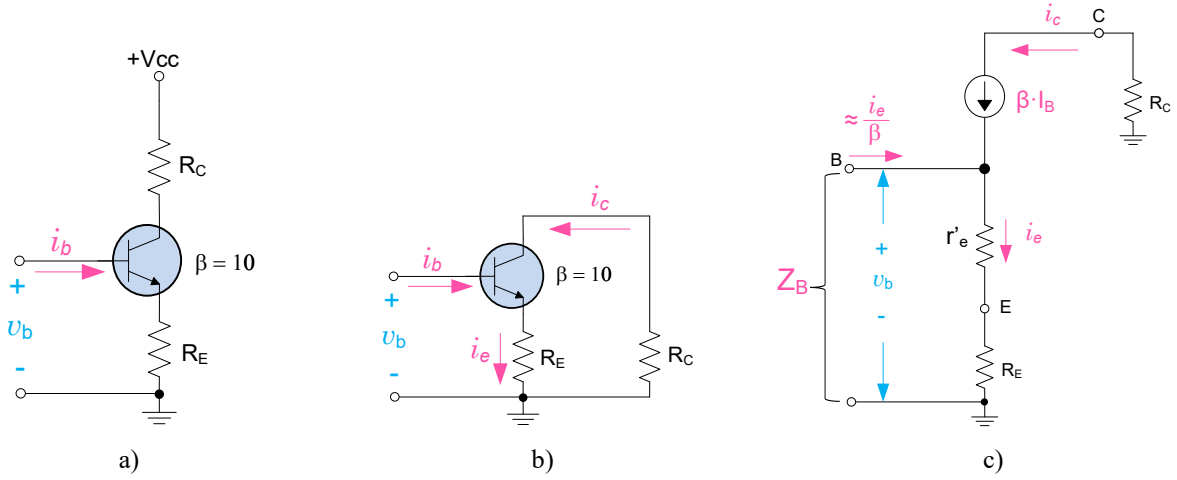


Figure 7-28 Impédance d'entrée de la base.

Comme nous l'avons mentionné antérieurement (voir section 7.4.1), au point de vue de l'analyse en courant alternatif (en régime dynamique), une source d'alimentation en courant continu est remplacée par un court-circuit, Figure 7-28b. Finalement, le transistor sera remplacé par son modèle équivalent dynamique simplifié. Nous avons donc le circuit équivalent en courant alternatif de la Figure 7-28c. Étudions ce circuit afin de déterminer l'impédance de la base du transistor.

Puisque v_b apparait aux bornes de r'_e et R_E, nous pouvons écrire :

$$v_b = i_e(r'_e + R_E)$$

Si le courant de l'émetteur i_e est approximativement égal au courant du collecteur i_c, nous avons :

$$i_b \cong i_e/\beta$$

Donc,

$$Z_{Base} = \frac{v_b}{i_b} \cong \frac{i_e(r'_e + R_E)}{i_e/\beta}$$

où

$$\boxed{Z_{Base} \cong \beta \cdot (r'_e + R_E)}$$

Équation 7-12 Impédance de la base d'un transistor en fonction du bêta.

Bien entendu, il y a une autre façon de voir les choses. Nous pouvons appliquer le théorème de Thévenin au circuit équivalent de la Figure 7-28c afin de trouver l'impédance entre la base et le point commun. Pour effectuer l'analyse Thévenin, il faut d'abord remplacer les sources par leurs circuits équivalents, c'est-à-dire, les sources de tensions sont substituées par des courts-circuits tandis que les sources de courant par des circuits ouverts. Par conséquent, le circuit équivalent se présente comme à la Figure 7-29a.

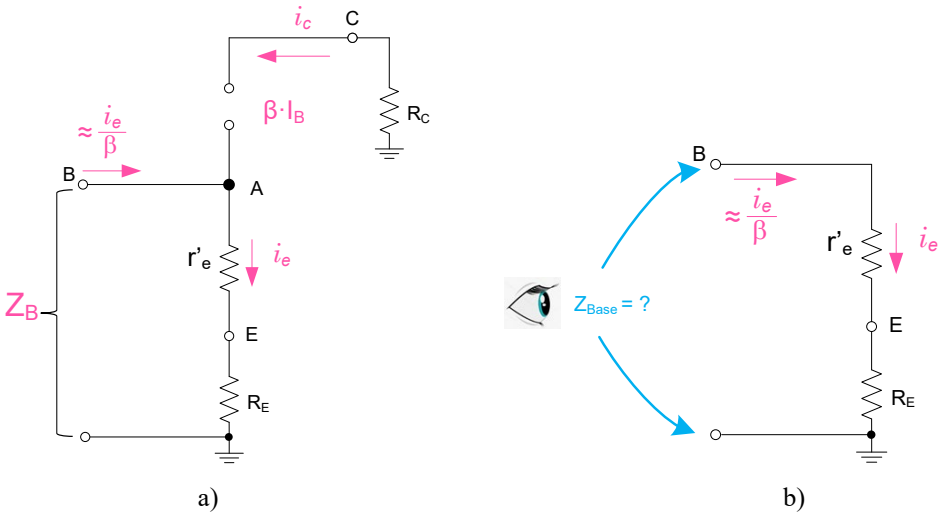


Figure 7-29 Impédance d'entrée de la base en analyse Thévenin.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Comme le collecteur du transistor est ouvert, il ne reste que le circuit équivalent de la Figure 7-29b. Selon ce circuit, si on regarde entre la base et le point commun, on voit $r'_e + R_E$. Pourquoi n'est-ce pas cela l'impédance ? D'abord, le circuit de la Figure 7-29a n'est pas un circuit à une seule branche (nœud de courant A). Lorsque le transistor fonction dans la région active, le courant de base n'est pas égal au courant d'émetteur. C'est pourquoi l'impédance est multipliée par le gain β. Quoi qu'il en soit, on peut retenir que dans un tel circuit, l'impédance de la base est donc β fois la somme de $r'_e + R_E$.

De manière générale, l'impédance vue de la base est β fois la somme de r'_e et de l'impédance côté émetteur (Z_E).

$$\boxed{Z_{Base} = \beta \cdot (r'_e + Z_E)}$$

Équation 7-13 Forme générale de l'impédance de la base d'un transistor en fonction du bêta.

Attention ! Bien que sa valeur soit faible, il ne faut pas oublier la résistance dynamique de la jonction B-E (r'_e) dans le calcul de l'impédance de la base, à moins qu'il soit mentionné de la négliger.

Exemple 7.5

Déterminer l'impédance de la base Z_{Base} du circuit suivant si le courant d'émetteur est de 548 µA :

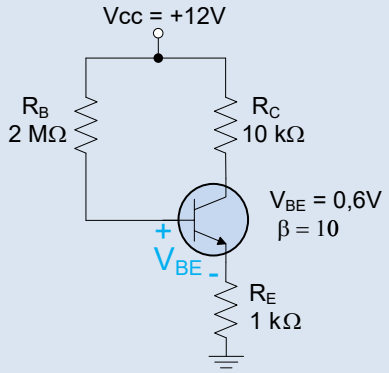


Figure 7-30 Figure de l'Exemple 7.5.

Solution :

D'abord, il faut trouver la valeur de la résistance dynamique de la jonction B-E, r'_e.

$$r'_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26\ mV}{548\ \mu A} = 47{,}45\Omega$$

$$Z_{Base} = \beta \cdot (r'_e + R_E) = 100 \cdot (47{,}45\Omega + 1k\Omega) = 10{,}47k\Omega$$

Dans le même ordre d'idée, lors de l'analyse dynamique d'un amplificateur, il est nécessaire de prendre en compte l'effet de la jonction B-E pour calculer son impédance de sortie. À l'inverse de l'impédance de la base d'un transistor, l'émetteur représente comme impédance le quotient par le facteur β de tout ce qui est branché à la base (Z_B) plus la résistance dynamique de la jonction. Comme si l'on regardait à l'envers au travers d'une lunette d'approche. On peut représenter cette idée par la Figure 7-31.

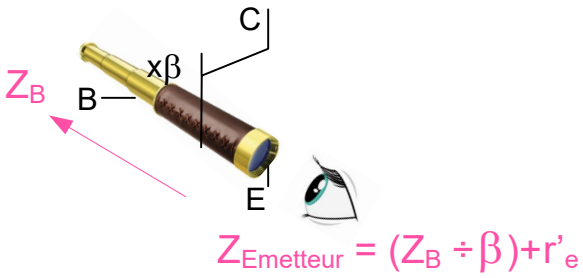


Figure 7-31 Effet de la jonction B-E vue de l'émetteur.

Cette affirmation peut également être vérifiée à travers la démonstration mathématique suivante. L'impédance de l'émetteur est donnée par l'équation suivante :

$$Z_{\text{Émetteur}} = \frac{v_e}{i_e}$$

Équation 7-14 Impédance de l'émetteur d'un transistor.

Soit le quotient de la tension **alternative** de l'émetteur par le courant **alternatif** de l'émetteur. Encore une fois, cette équation n'est pas simple à utiliser lors d'analyse théorique. Trouvons une formule plus utile pour $Z_{Émetteur}$ basée sur les valeurs des composants d'un circuit. Cette formule est obtenue en analysant le circuit de la Figure 7-32 et le modèle idéal en *T* du transistor.

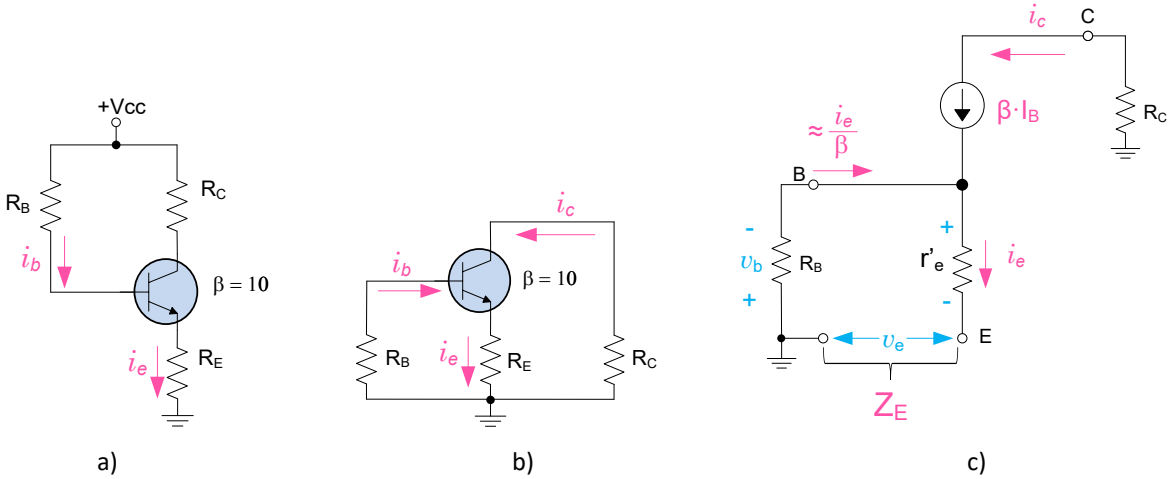


Figure 7-32 Impédance d'entrée de l'émetteur.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Encore une fois, le transistor sera remplacé par son modèle équivalent dynamique simplifié. Nous avons donc le circuit équivalent en courant alternatif de la Figure 7-32c. Étudions ce circuit afin de déterminer l'impédance de l'émetteur du transistor.

Puisque v_e apparait aux bornes de r'_e et R_B, nous pouvons écrire :

$$v_e = v_{r'_e} + v_{R_B}$$

Par la loi d'Ohm,

$$v_e = i_e \cdot r'_e + i_b \cdot R_B$$

Si le courant de l'émetteur i_e est approximativement égal au courant du collecteur i_c, nous avons :

$$i_b \cong i_e/\beta$$

Donc, par substitution,

$$v_e = i_e \cdot r'_e + \frac{i_e}{\beta} \cdot R_B$$

et

$$\mathrm{Z}_{\text{Émetteur}} = \frac{v_e}{i_e} \cong \frac{i_e(r'_e + R_B/\beta)}{i_e}$$

où

$$\boxed{\mathrm{Z}_{\text{Émetteur}} \cong \left(r'_e + \frac{R_B}{\beta}\right)}$$

Équation 7-15 Impédance de l'émetteur d'un transistor en fonction du bêta.

L'impédance de l'émetteur est donc la somme de r'_e et de R_B/β. Le même principe que celui que nous pouvons appliquer afin de trouver Z_{base} par l'analyse Thévenin peut être utilisé pour le circuit de la Figure 7-32c. Par conséquent, le circuit équivalent se présente comme à la Figure 7-33a.

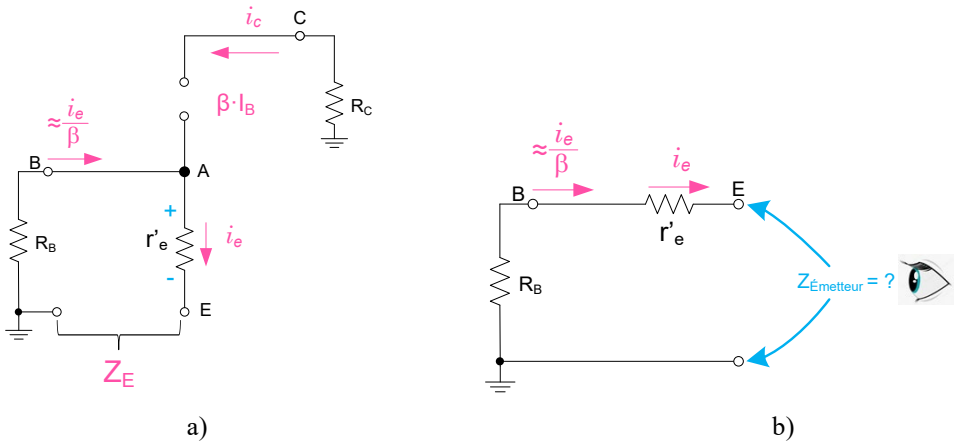


Figure 7-33 Impédance d'entrée de l'émetteur en analyse Thévenin.

Comme le collecteur du transistor est ouvert, il ne reste que le circuit équivalent de la Figure 7-33b. Selon ce circuit, si on regarde entre l'émetteur et le point commun, on voit $r'_e + R_B$. Pour les mêmes raisons énoncées précédemment, cela n'est pas l'impédance. L'impédance côté base est multipliée par le facteur 1/β. Quoi qu'il en soit, on peut retenir que dans un tel circuit, l'impédance de l'émetteur est donc la somme de r'_e et de R_B/β.

De manière générale, l'impédance vue de l'émetteur est β fois moins l'impédance côté base (Z_B) plus la résistance dynamique de la jonction B-E.

$$\boxed{Z_{Émetteur} = (Z_B \div \beta) + r'_e}$$

Équation 7-16 Forme générale de l'impédance d'émetteur d'un transistor en fonction du bêta.

Attention ! Bien que sa valeur soit faible, il ne faut pas oublier la résistance dynamique de la jonction B-E (r'_e) dans le calcul de l'impédance de la base, à moins qu'il soit mentionné de la négliger.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

7.5 Montages fondamentaux

Lorsqu'on utilise un transistor comme amplificateur, on l'attaque entre deux électrodes (broches), et on prélève le signal amplifié également entre deux électrodes. Comme le transistor ne possède que trois électrodes, il est évident qu'on doit en utiliser une EN COMMUN. Il existe donc trois configurations ou types de montage possibles :

- émetteur-commun (EC)
- collecteur-commun (CC)
- base-commune (BC)

Avant d'en aborder l'étude spécifique des trois montages, nous dégagerons dans cette section les principales particularités qui se rattachent à chacune des configurations.

7.5.1 Circuit émetteur–commun

Le montage *émetteur-commun*, est le seul montage capable de fournir à la fois un gain en courant et un gain en tension supérieure à l'unité. Aussi constitue-t-il le cas général d'utilisation. C'est pourquoi les caractéristiques de transistors sont données aujourd'hui en fonction de ce montage. Nous y attacherons le maximum d'importance.

7.5.2 Circuit collecteur–commun

Le montage *collecteur-commun* est surtout employé comme adaptateur pour passer d'une haute impédance à une faible impédance. On le désigne aussi sous les noms de : *montage suiveur* ou montage « *buffer* ».

7.5.3 Circuit base–commune

Le montage *base-commune* a été longtemps considéré comme le montage fondamental. Actuellement, son utilisation n'est conservée que dans certains cas particuliers :

- Amplification en très hautes fréquences;
- Adaptation d'impédances;
- Réalisation d'une source à courant constant;
- Élément de contrôle dans les régulateurs de tension.

7.6 Montage émetteur-commun

L'amplificateur à émetteur-commun offre à la fois un gain en courant et un gain en tension supérieurs à l'unité, en faisant ainsi le choix privilégié pour de nombreuses applications. Dans cette section, nous explorerons en profondeur le fonctionnement et les caractéristiques de l'amplificateur à émetteur commun.

7.6.1 Circuit émetteur–commun avec résistance d'émetteur

Dans un montage émetteur-commun, c'est l'émetteur qui est commun aux circuits d'entrée et de sortie. La Figure 7-34 présente un amplificateur à transistor du type NPN avec émetteur-commun. Le signal d'entrée est appliqué entre la base et le point commun à travers du condensateur de couplage C_1, et la tension de sortie apparait entre le collecteur et le point commun au travers du condensateur de couplage C_2.

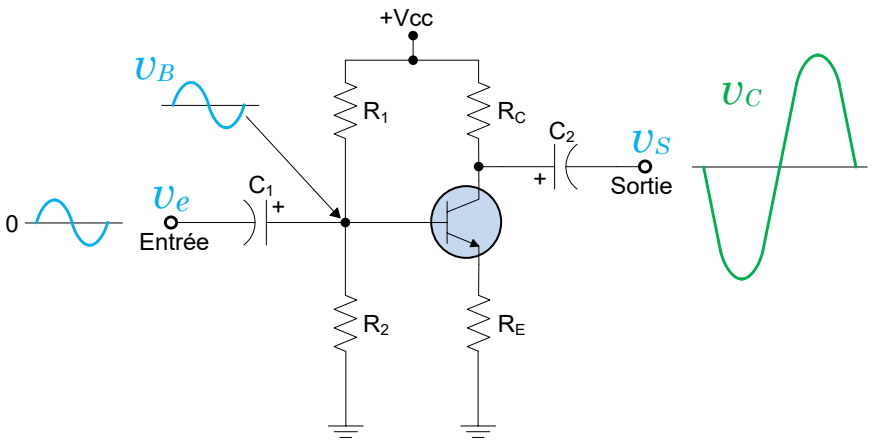


Figure 7-34 Amplificateur à transistor NPN monté en émetteur-commun.

Le montage émetteur-commun inverse la phase du signal amplifié tandis que les autres montages ne le font pas. Les signaux d'entrée et de sortie sont donc déphasés de 180°. Lorsque le signal est positif à l'entrée, le courant de base augmente et par le fait même dans le collecteur. La chute de tension aux bornes de R_C s'accroît et la tension du collecteur diminue.

En résumé, si la tension de la base (V_B) augmente, la tension du collecteur diminue. Inversement, une diminution de la tension de la base produit une augmentation de la tension au collecteur, V_C.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

7.6.2 Analyse statique

Nous reconnaissons le circuit de polarisation par diviseur de tension formé par R_1 et R_2. À partir de l'analyse statique faite auparavant, nous allons utiliser le calcul approximatif pour déterminer les courants I_E et I_C ainsi que les tensions V_B, V_E et V_C.

$$V_B \cong V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Équation 7-17

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

Équation 7-18

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

Équation 7-19

Si l'on néglige I_B, nous pouvons dire que

$$I_C \cong I_E$$

Équation 7-20

Alors

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C$$

Équation 7-21

Et finalement,

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

Équation 7-22

7.6.3 Analyse dynamique

Passons maintenant à l'analyse dynamique. Nous ferons appel au circuit équivalent en régime alternatif de la Figure 7-35. En régime dynamique, une source d'alimentation en courant continu se comporte comme un court-circuit (Théorème de superposition). Le condensateur de couplage C_1 disparait, car il est considéré comme étant un conducteur en alternatif ou un court-circuit dans une première analyse. Nous remarquons que R_1 et R_2 sont maintenant en parallèle.

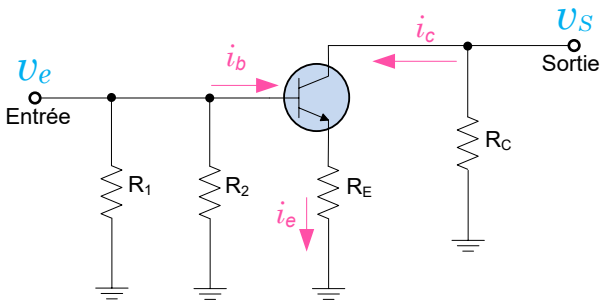


Figure 7-35 Circuit équivalent de l'amplificateur à transistor NPN en émetteur-commun.

Pour l'étude dynamique du circuit, il faut répondre à ces trois questions :

1. Quel sera le gain en tension de l'amplificateur ?
2. Quelle est l'impédance d'entrée du montage ?
3. Quelle est l'impédance de sortie du montage ?

Pour y voir plus clair, redessinons le circuit équivalent complet de la Figure 7-35 à analyser en remplaçant le transistor par le modèle équivalent simplifié de la Figure 7-24 (modèle en « T »).

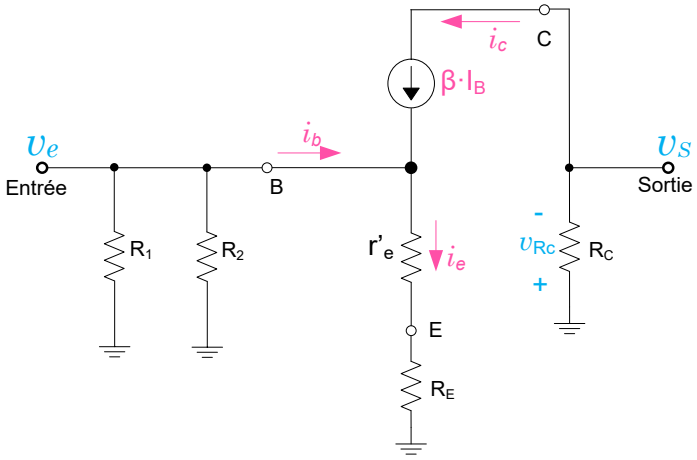


Figure 7-36 Circuit équivalent de l'amplificateur avec modèle équivalent simplifié du BJT.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Puisque le signal d'entrée est appliqué entre la base et le point commun, le signal d'entrée v_e apparait aux bornes de r'_e et R_E, nous pouvons écrire :

$$v_e = v_b = i_e(r'_e + R_E)$$

Équation 7-23

Le courant de l'émetteur i_e est

$$i_e = i_b \cdot (\beta + 1)$$

Alors,

$$v_e = i_b \cdot (\beta + 1) \cdot (r'_e + R_E)$$

La tension de sortie a pour expression :

$$v_s = -v_{Rc}$$

Équation 7-24

or

$$v_s = -i_c \cdot R_C = -(i_b \cdot \beta) \cdot R_C$$

Équation 7-25

Le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{v_s}{v_e}$$

Équation 7-26

Par substitution, nous obtenons,

$$A_V = \frac{-i_b \cdot \beta \cdot R_C}{i_b \cdot (\beta + 1) \cdot (r'_e + R_E)}$$

$$A_V = \frac{\beta}{(\beta+1)} \cdot \frac{-R_C}{(r'_e+R_E)} \qquad \text{Où} \qquad \alpha = \frac{\beta}{(\beta+1)} = \frac{i_c}{i_e}$$

Si le courant de base est négligeable, α se rapproche de 1. Par conséquent, le courant de l'émetteur i_e est approximativement égal au courant du collecteur i_C, nous avons :

$$\boxed{A_V = \frac{-R_C}{(r'_e + R_E)}}$$

Équation 7-27 Gain en tension de l'amplificateur en émetteur-commun.

Il est important de mentionner qu'un gain en tension négatif n'existe pas et que le signe « - » indique simplement que les signaux d'entrée et de sortie sont donc déphasés de 180°.

7.6.4 Caractéristiques d'entrée et de sortie

L'impédance d'entrée du montage $Z_{Entrée}$ (ou Z_{IN}) est trouvée en application le Thévenin à l'entrée du circuit équivalent de la Figure 7-36. Ici, nous désirons seulement la résistance Thévenin, il n'est pas utile de calculer la tension Thévenin dans ce cas.

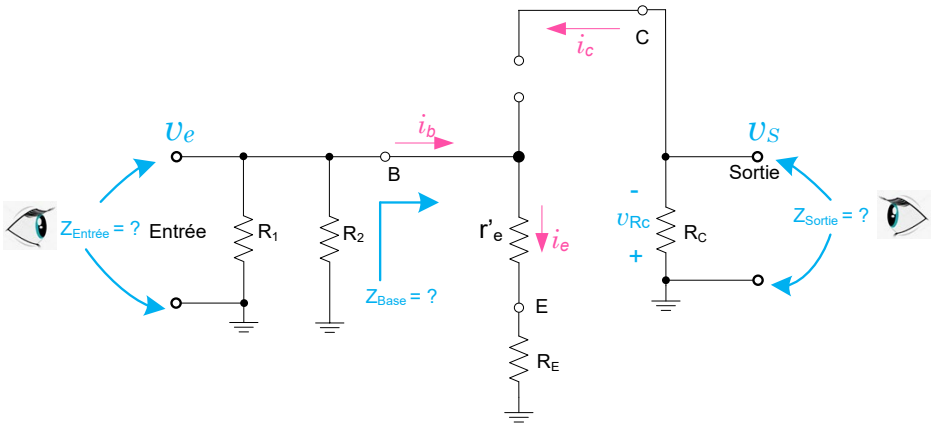


Figure 7-37 Circuit équivalent Thévenin.

L'impédance d'entrée $Z_{Entrée}$, c'est-à-dire l'impédance « vue » de l'entrée est simplement R_1, R_2 et Z_{Base} en parallèle.

$$\boxed{Z_{Entrée} = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{Base}}$$

Équation 7-28 Impédance d'entrée de l'amplificateur en émetteur-commun.

Pour établir l'impédance de la base, reprenons la même étude de la section 7.4.6 en l'adaptant aux circonstances. De manière générale, l'impédance vu de la base est ß fois la somme de r'_e et de l'impédance côté émetteur.

$$Z_{Base} = \beta \cdot (r'_e + Z_E)$$

Dans la Figure 7-37, l'impédance côté émetteur Z_E est égale à R_E, donc

$$\boxed{Z_{Base} = \beta \cdot (r'_e + R_E)}$$

Équation 7-29 Impédance de la base de l'amplificateur en émetteur-commun.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

L'impédance de sortie Z_{Sortie} (ou Z_{OUT}), dans le cas du circuit de la Figure 7-37, est la valeur de la résistance du collecteur (R_C). Effectivement, le collecteur d'un transistor est un générateur de courant (ou une source de courant) qui possède une impédance infinie (Thévenin). Par conséquent, elle est un circuit ouvert et il ne reste, au point de vue alternatif, que la résistance R_C branchée au point commun.

$$\boxed{Z_{Sortie} = R_C}$$

Équation 7-30 Impédance de sortie de l'amplificateur en émetteur-commun.

L'heure est venue à présent de concrétiser tout cela par un exemple numérique.

Exemple 7.6

Déterminer l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et le gain en tension du circuit de la Figure 7-38. Utilisez la méthode approximative pour l'analyse statique.

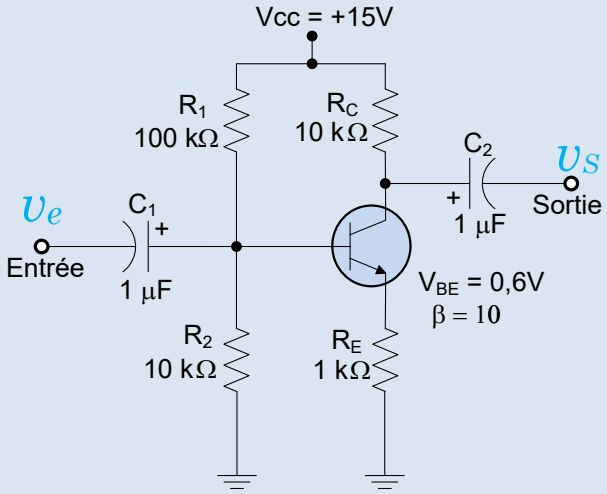


Figure 7-38 Figure de l'Exemple 7.6.

Solution :

Analyse statique

Afin de calculer la résistance dynamique r'_e, il faut trouver la valeur du courant de polarisation de l'émetteur.

$$V_B \cong V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = 15\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{100\ k\Omega+10\ k\Omega} = 1{,}3636\ V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1{,}3636\ V - 0{,}6\ V = 763{,}64\ mV$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{763{,}64\ mV}{1\ k\Omega} = 763{,}64\ \mu A$$

Analyse dynamique

D'abord, il faut trouver la valeur de la résistance dynamique de la jonction B-E, r'_e.

$$r'_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26\ mV}{763{,}64\ \mu A} = 34{,}05\ \Omega$$

L'impédance d'entrée est

$$Z_{Entrée} = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{Base}$$

$$Z_{Base} = \beta \cdot (r'_e + R_E) = 100 \cdot (34{,}05\ \Omega + 1\ k\Omega) = 103{,}4\ k\Omega$$

$$Z_{Entrée} = \frac{1}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{Z_{Base}}} = \frac{1}{\frac{1}{100\ k\Omega}+\frac{1}{10\ k\Omega}+\frac{1}{103{,}4\ k\Omega}} = 8{,}356\ k\Omega$$

L'impédance de sortie est donnée par

$$Z_{Sortie} = R_C = 10\ k\Omega$$

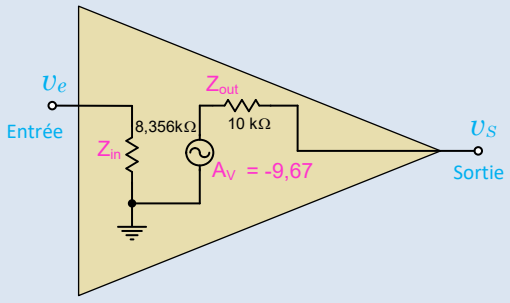
Le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{-R_C}{(r'_e+R_E)} = \frac{-10\ k\Omega}{(34{,}05\ \Omega+1\ k\Omega)} = -9{,}670$$

Exemple 7.7

Faites le diagramme fonctionnel du circuit de l'Exemple 7.6.

Solution :



© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

À cause des variations de tension imposées à l'entrée du transistor, il se produit dans le circuit de sortie des variations de courant. En vue d'utiliser celles-ci, il faudra y insérer une résistance de charge (R_L). Si l'on branche une résistance de charge à la sortie, la tension alternative de sortie diminue. En effet, dans ce cas, la résistance de charge va créer un diviseur de tension avec l'impédance de sortie de l'amplificateur.

Exemple 7.8

Déterminer le gain en tension du circuit de l'Exemple 7.6 lorsqu'un générateur de signal est connecté en entrée et qu'une résistance de charge (R_{Charge}) de 22 kΩ est branchée à la sortie.

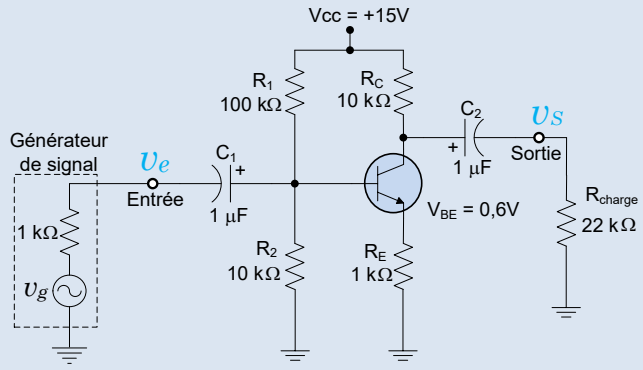
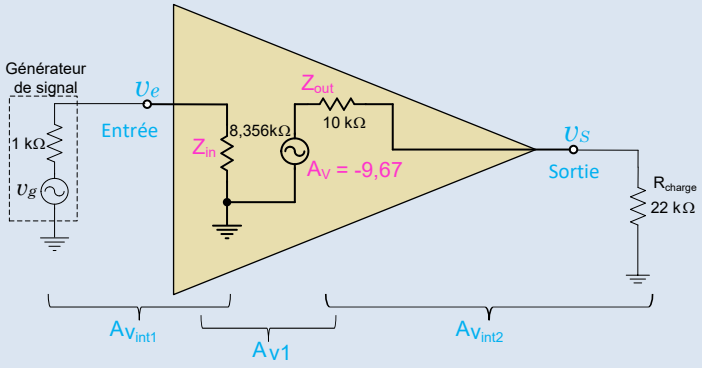


Figure 7-39 Amplificateur émetteur-commun en charge.

Solution :

À l'aide du diagramme fonctionnel, nous pouvons trouver rapidement le gain total en tension.



Le gain total du système se trouve à être le produit de tous les gains ensemble.

$$A_{V_T} = A_{V_{int1}} \cdot A_{V_1} \cdot A_{V_{int2}}$$

$$A_{V_{int1}} = 8{,}356\ \text{k}\Omega\ /\ (1\ \text{k}\Omega\ +\ 8{,}356\ \text{k}\Omega)\ =\ 0{,}893$$

$$A_{V_{int2}} = 22\ \text{k}\Omega\ /\ (10\ \text{k}\Omega\ +\ 22\ \text{k}\Omega)\ =\ 0{,}6875$$

$$A_{V_T} = 0{,}893 \cdot -9{,}67 \cdot 0{,}6875 = -5{,}938$$

Dans le même ordre d'idées, on pourrait faire l'analyse du circuit de la Figure 7-39 en utilisant le schéma équivalent en alternatif (Figure 7-40). Le transistor a été remplacé par son modèle en *T*.

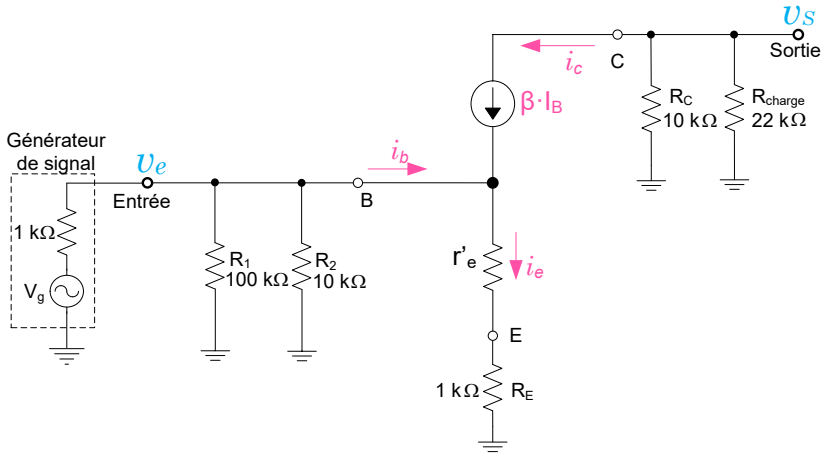


Figure 7-40 Circuit équivalent AC de l'amplificateur de la Figure 7-39.

Puisque le signal d'entrée est appliqué entre la base et le point commun, le signal d'entrée v_e apparait aux bornes de r'_e et R_E, nous pouvons écrire :

$$v_e = v_b = i_e(r'_e + R_E)$$

Équation 7-31

Le courant de l'émetteur i_e est :

$$i_e = i_b \cdot (\beta + 1)$$

Équation 7-32

Alors,

$$v_e = i_b \cdot (\beta + 1) \cdot (r'_e + R_E)$$

Équation 7-33

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Dans le circuit du collecteur, la source de courant injecte le courant i_C dans R_C en parallèle avec R_L. Donc la tension de sortie vaut :

$$v_s = -i_c \cdot (R_C \parallel R_L) = -(i_b \cdot \beta) \cdot (R_C \parallel R_L)$$

Équation 7-34

Le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{v_s}{v_e}$$

Équation 7-35

$$A_V = \frac{-i_b \cdot \beta \cdot (R_C \parallel R_L)}{i_b \cdot (\beta + 1) \cdot (r'_e + R_E)}$$

qui se simplifie :

$$\boxed{A_V = \frac{-(R_C \parallel R_L)}{(r'_e + R_E)}}$$

Équation 7-36

Le signe « - » indique simplement que les signaux d'entrée et de sortie sont donc déphasés de 180°.

La charge totale vue par le collecteur comprend R_C en parallèle avec R_L. Cette résistance totale est appelée ***résistance de collecteur en alternatif***, elle est notée r_C. Elle est définie comme suit :

$$r_C = R_C \parallel R_L$$

Équation 7-37 Résistance équivalente au collecteur avec charge branchée à la sortie.

La relation devient :

$$\boxed{A_V = \frac{-r_C}{(r'_e + R_E)}}$$

Équation 7-38 Gain en tension de l'amplificateur en émetteur-commun avec charge branchée à la sortie.

Par ailleurs, nous n'avons pas considéré la résistance interne du générateur de signal dans notre analyse.

Exemple 7.9

Déterminer le gain total en tension du circuit de la Figure 7-41.

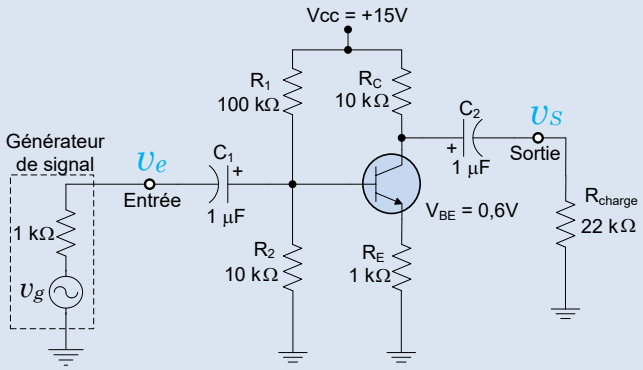


Figure 7-41 Figure de l'Exemple 7.9.

Solution :

Dans la réponse à l'Exemple 7.6, nous avons obtenu une résistance r'_e égale à 34,05 Ω. Le gain total en tension du circuit avec la résistance de charge est :

$$A_V = \frac{-r_C}{(r'_e + R_E)} = \frac{-(10\ \text{k}\Omega \parallel 22\ \text{k}\Omega)}{(34{,}05\ \Omega + 1\ \text{k}\Omega)} = -6{,}6486$$

La résistance interne du générateur de signal provoque une atténuation

$$A_{V_{int1}} = \frac{Z_{entrée}}{(R_g + Z_{entrée})} = 8{,}356\ \text{k}\Omega\ /\ (1\ \text{k}\Omega\ +\ 8{,}356\ \text{k}\Omega)\ =\ 0{,}893$$

Le gain total du système se trouve à être le produit de tous les gains ensemble.

$$A_{V_T} = A_{V_{int1}} \cdot A_v$$

$$A_{V_T} = 0{,}893 \cdot -6{,}6486 = -5{,}938$$

On constate que peu importe la méthode utilisée, nous arrivons au même résultat pour le gain total en tension.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

7.6.5 Circuit EC avec condensateur de découplage à l'émetteur

Nous considérons un autre montage émetteur-commun présentant une seule différence par rapport au circuit émetteur-commun étudié précédemment (Figure 7-34) : la résistance d'émetteur R_E est découplée par la capacité C_3. En alternatif, la différence de potentiel entre l'émetteur et la masse sera donc nulle. Le signal d'entrée est toujours appliqué entre la base et le point commun à travers le condensateur C_1, et la tension de sortie apparait entre le collecteur et le point commun au travers du condensateur C_2.

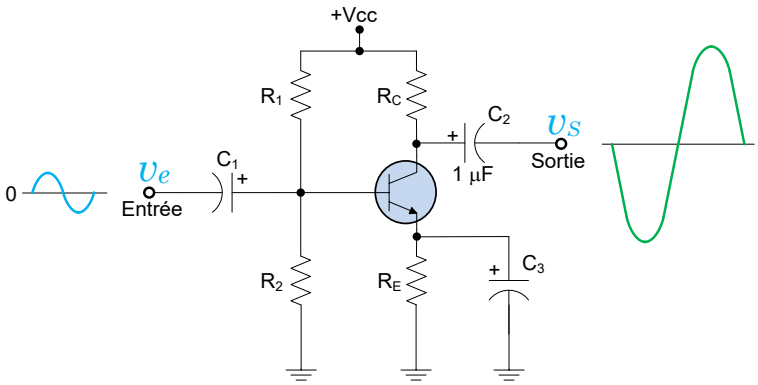


Figure 7-42 Amplificateur à transistor NPN monté en émetteur-commun avec C de découplage.

7.6.6 Analyse statique

Étant donné que les condensateurs se comportent comme des circuits ouverts en courant continu, l'analyse statique est résolue de la même manière que le circuit de la Figure 7-34. Nous n'avons donc rien à ajouter par rapport à ce qui a été dit antérieurement.

7.6.7 Analyse dynamique

Passons maintenant à l'analyse dynamique commençons par dessiner le circuit équivalent en alternatif (Figure 7-43). Les condensateurs ont été remplacés par des courts-circuits. La nuance qui existe entre ce circuit et celui de la Figure 7-35 est clairement illustrée sur cette figure. La résistance d'émetteur n'existe plus dans l'analyse dynamique.

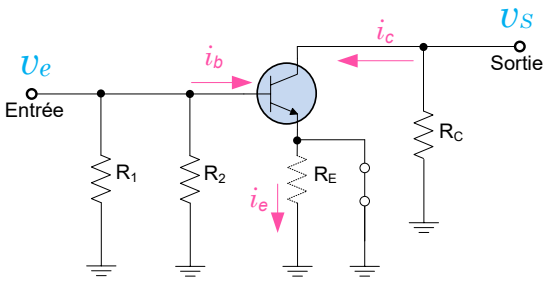


Figure 7-43 Circuit équivalent de l'amplificateur à transistor avec capacité de découplage.

Pour y voir plus clair, redessinons le circuit équivalent complet de la Figure 7-43 à analyser en remplaçant le transistor par le modèle équivalent simplifié de la Figure 7-24.

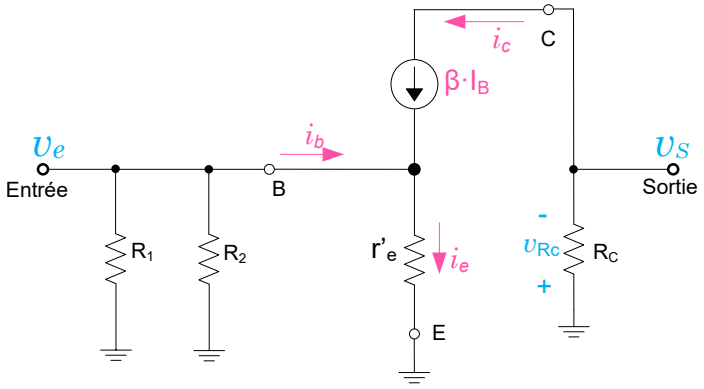


Figure 7-44 Circuit équivalent de l'amplificateur avec modèle équivalent simplifié du BJT.

Puisque le signal d'entrée est appliqué entre la base et le point commun, le signal d'entrée v_e apparait aux bornes de r'_e seulement, nous pouvons écrire :

$$v_e = v_b = i_e \cdot r'_e$$

Équation 7-39

Le courant de l'émetteur i_e est

$$i_e = i_b \cdot (\beta + 1)$$

Équation 7-40

Alors,

$$v_e = i_b \cdot (\beta + 1) \cdot r'_e$$

Équation 7-41

La tension de sortie a pour expression :

$$v_s = -v_{Rc}$$

Équation 7-42

or

$$v_s = -i_c \cdot R_C = -(i_b \cdot \beta) \cdot R_C$$

Équation 7-43

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{v_s}{v_e}$$

Équation 7-44

$$A_V = \frac{-i_b \cdot \beta \cdot R_C}{i_b \cdot (\beta + 1) \cdot r'_e}$$

$$A_V = \frac{\beta}{(\beta+1)} \cdot \frac{-R_C}{r'_e} \qquad \text{Où} \qquad \alpha = \frac{\beta}{(\beta+1)} = \frac{i_c}{i_e}$$

Équation 7-45

Si le courant de base est négligeable, α se rapproche de 1. Par conséquent, le courant de l'émetteur i_e est approximativement égal au courant du collecteur i_C, nous avons :

$$\boxed{A_V = \frac{-R_C}{r'_e}}$$

Équation 7-46 Gain de l'amplificateur à transistor avec capacité de découplage à l'émetteur.

Encore une fois, il est important de noter qu'un gain en tension négatif n'existe pas, et que le signe « - » indique simplement que les signaux d'entrée et de sortie sont déphasés de 180°.

7.6.8 Caractéristiques d'entrée et de sortie

L'impédance d'entrée du montage $Z_{Entrée}$ (ou Z_{IN}) est trouvée en application le Thévenin à l'entrée du circuit équivalent de la Figure 7-45.

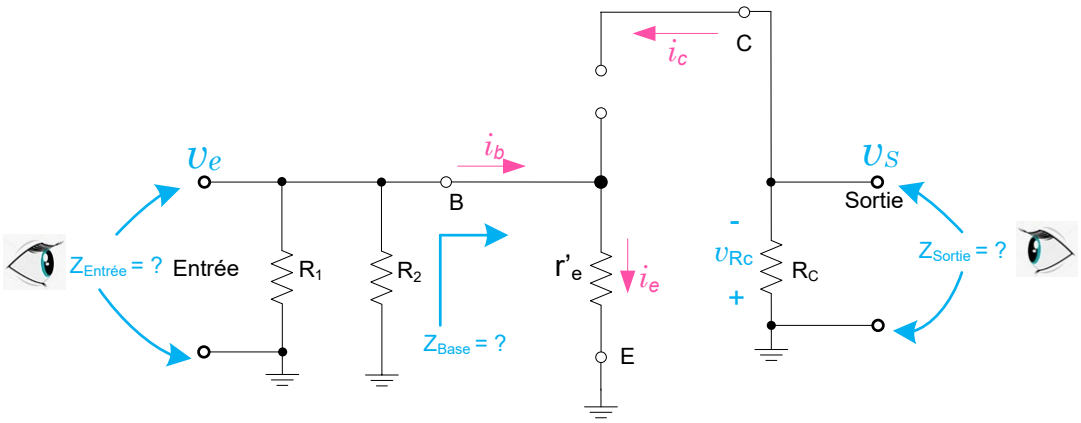


Figure 7-45 Circuit équivalent Thévenin.

L'impédance d'entrée $Z_{Entrée}$ est simplement R_1, R_2 et Z_{Base} en parallèle.

$$\boxed{Z_{Entrée} = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{Base}}$$

Équation 7-47 Impédance d'entrée de l'amplificateur avec capacité de découplage à l'émetteur.

Où

$$Z_{\text{Base}} = \beta \cdot (r'_e)$$

Équation 7-48 Impédance de la base de l'amplificateur avec capacité de découplage à l'émetteur.

L'impédance de sortie Z_{Sortie} (ou Z_{OUT}), dans le cas du circuit de la Figure 7-45, est la valeur de la résistance du collecteur (R_C). Effectivement, le collecteur d'un transistor est un générateur de courant (ou une source de courant) qui possède une impédance infinie (Thévenin). Par conséquent, elle est un circuit ouvert et il ne reste, au point de vue alternatif, que la résistance R_C branchée au point commun.

$$\boxed{Z_{Sortie} = R_C}$$

Équation 7-49 Impédance de sortie de l'amplificateur avec capacité de découplage à l'émetteur.

Exemple 7.10

Déterminer l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et le gain en tension du circuit de la Figure 7-46. Utilisez la méthode approximative pour l'analyse statique.

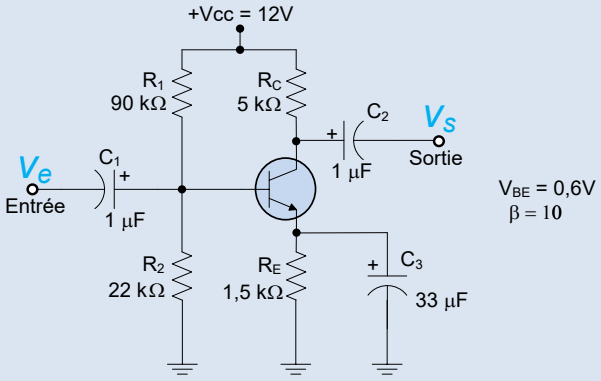


Figure 7-46 Figure de l'Exemple 7.10.

Solution :

Analyse statique

Afin de calculer la résistance dynamique r'_e, il faut trouver la valeur du courant de polarisation de l'émetteur.

$$V_B \cong V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = 12\ V \cdot \frac{90\ k\Omega}{90\ k\Omega+22\ k\Omega} = 2{,}357\ V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2{,}357\ V - 0{,}6\ V = 1{,}757\ V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1{,}757\ V}{1{,}5\ k\Omega} = 1{,}171\ mA$$

Analyse dynamique

D'abord, il faut trouver la valeur de la résistance dynamique de la jonction B-E, r'_e.

$$r'_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26\ mV}{1{,}171\ mA} = 22{,}2\ \Omega$$

L'impédance d'entrée est

$$Z_{Entrée} = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{Base}$$

$$Z_{Base} = \beta \cdot (r'_e) = 100 \cdot (22{,}2\ \Omega) = 2{,}22\ k\Omega$$

$$Z_{Entrée} = \frac{1}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{Z_{Base}}} = \frac{1}{\frac{1}{90\ k\Omega}+\frac{1}{22\ k\Omega}+\frac{1}{2{,}22\ k\Omega}} = 1{,}97\ k\Omega$$

L'impédance de sortie est donnée par

$$Z_{Sortie} = R_C = 5\ k\Omega$$

Le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{-R_C}{r'_e} = \frac{-5\ k\Omega}{22{,}2\ \Omega} = -225{,}26$$

Exemple 7.11

Déterminer l'impédance de l'émetteur $Z_{Émetteur}$ du circuit suivant si le courant d'émetteur est de 548 µA.

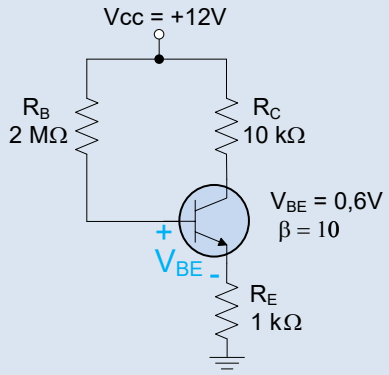


Figure 7-47 Figure de l'Exemple 7.11.

Solution :

D'abord, il faut trouver la valeur de la résistance dynamique de la jonction B-E, r'$_e$.

$$r'_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26\ mV}{548\ \mu A} = 47{,}45\Omega$$

$$Z_{Émetteur} = r'_e + \frac{R_B}{\beta} = 47{,}45\Omega + \frac{2M\Omega}{100} = 20{,}047k\Omega$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

7.7 Montage collecteur-commun

Voici le deuxième montage, le collecteur-commun qui est habituellement appelé *amplificateur suiveur* (ou « *buffer* » en anglais). Nous nous attardons moins sur ce montage, non parce qu'il est moins important, mais parce que les différents aspects touchés précédemment s'appliquent de façon similaire à l'étude de ce montage. De la même manière que le montage émetteur-commun, nous aborderons l'analyse du montage collecteur-commun pour déterminer les impédances d'entrée et de sortie, ainsi que le gain en tension.

7.7.1 Circuit collecteur-commun

Dans le montage collecteur-commun, la sortie est entre l'émetteur et le point commun (Figure 7-48). Le collecteur est lui aussi, au point de vue signal variable, relié au point commun à travers la source d'alimentation V_{CC}. À noter que le signal devrait être injecté en principe entre la base et le collecteur; en pratique toutefois, on l'applique entre la base et point commun, ce qui ne fait aucune différence, comme nous le verrons lors de l'analyse dynamique.

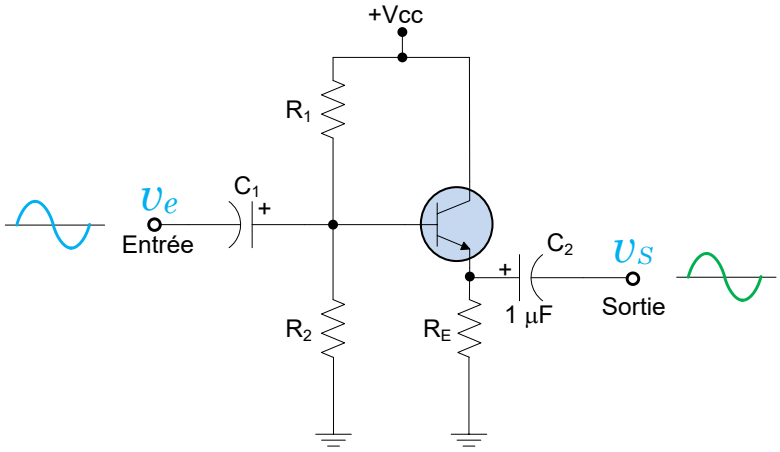


Figure 7-48 Amplificateur à transistor NPN monté en collecteur-commun.

7.7.2 Analyse statique

Nous procédons de la façon habituelle pour relever les caractéristiques statiques, soit à l'aide de la méthode approximative de calculs ou soit avec la méthode précise.

Soulignons-en les principaux aspects. Selon la méthode approximative :

$$V_B \cong V_{BB} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Équation 7-50

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

Équation 7-51

Ce qui permet de trouver le courant d'émetteur,

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

Équation 7-52

Si l'on néglige I_B, nous pouvons dire que

$$I_C \cong I_E$$

Équation 7-53

7.7.3 Analyse dynamique

Le circuit équivalent du montage en alternatif est illustré à la Figure 7-49. Les constatations que nous pouvons faire sur ce montage sont les suivantes : gain en tension inférieure à l'unité, résistance d'entrée élevée, résistance de sortie petite.

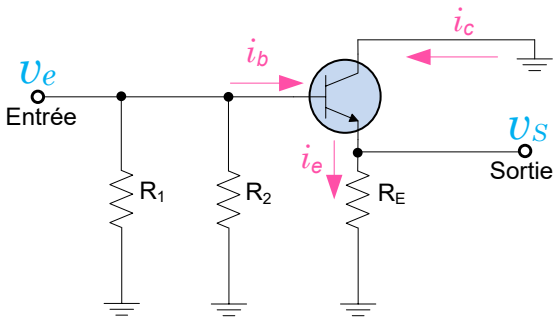


Figure 7-49 Circuit équivalent de l'amplificateur à collecteur-commun.

Essayons maintenant de découvrir par analyse ces caractéristiques. Nous avons redessiné à cet effet le circuit équivalent complet de la Figure 7-49 en remplaçant le transistor par le modèle équivalent simplifié.

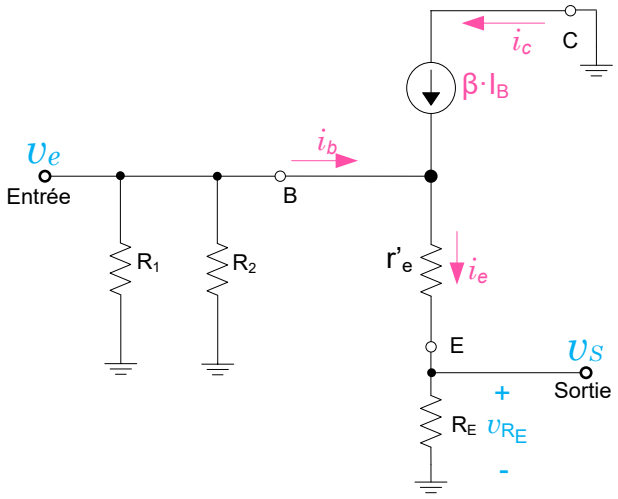


Figure 7-50 Circuit équivalent de l'amplificateur avec modèle équivalent simplifié du BJT.

Puisque le signal d'entrée est appliqué entre la base et le point commun, le signal d'entrée v_e apparait aux bornes de r'_e et R_E, nous pouvons écrire :

$$v_e = v_b = i_e(r'_e + R_E)$$

Équation 7-54

Le courant de l'émetteur i_e est

$$i_e = i_b \cdot (\beta + 1)$$

Équation 7-55

Alors,

$$v_e = i_b \cdot (\beta + 1) \cdot (r'_e + R_E)$$

Équation 7-56

La tension de sortie a pour expression :

$$v_s = v_{RE}$$

Équation 7-57

or

$$v_s = i_e \cdot R_E = i_b \cdot (\beta + 1) \cdot R_E$$

Équation 7-58

Le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{v_s}{v_e}$$

Équation 7-59

$$A_V = \frac{i_b \cdot (\beta + 1) \cdot R_E}{i_b \cdot (\beta + 1) \cdot (r'_e + R_E)}$$

$$\boxed{A_V = \frac{R_E}{(r'_e + R_E)}}$$

Équation 7-60 Gain en tension de l'amplificateur en collecteur-commun.

On constate que le gain en tension est évidemment inférieur à 1 dans ce circuit. Si la résistance dynamique de l'émetteur est négligée, le gain en tension est approximativement égal à 1. De plus, il n'y a pas de déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie.

7.7.4 Caractéristiques d'entrée et de sortie

L'impédance d'entrée du montage $Z_{Entrée}$ (ou Z_{IN}) est trouvée en application le théorème de Thévenin à l'entrée du circuit équivalent de la Figure 7-51.

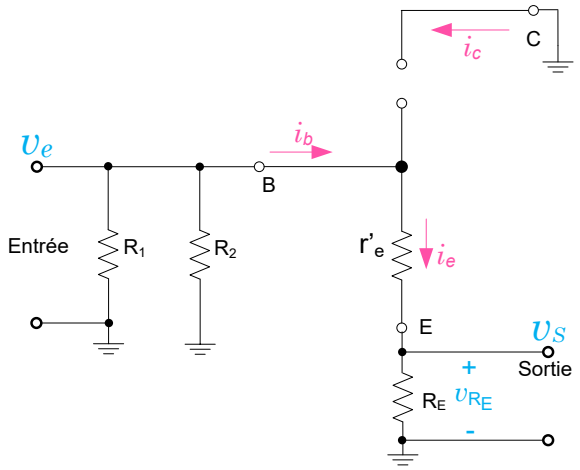


Figure 7-51 Circuit équivalent Thévenin.

L'impédance d'entrée $Z_{Entrée}$ est simplement R_1, R_2 et Z_{Base} en parallèle (Figure 7-52).

$$\boxed{Z_{Entrée} = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{Base}}$$

Équation 7-61 Impédance d'entrée de l'amplificateur en collecteur-commun.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Où

$$Z_{\text{Base}} = \beta \cdot (r'_e + R_E)$$

Équation 7-62 Impédance de la base de l'amplificateur en collecteur-commun.

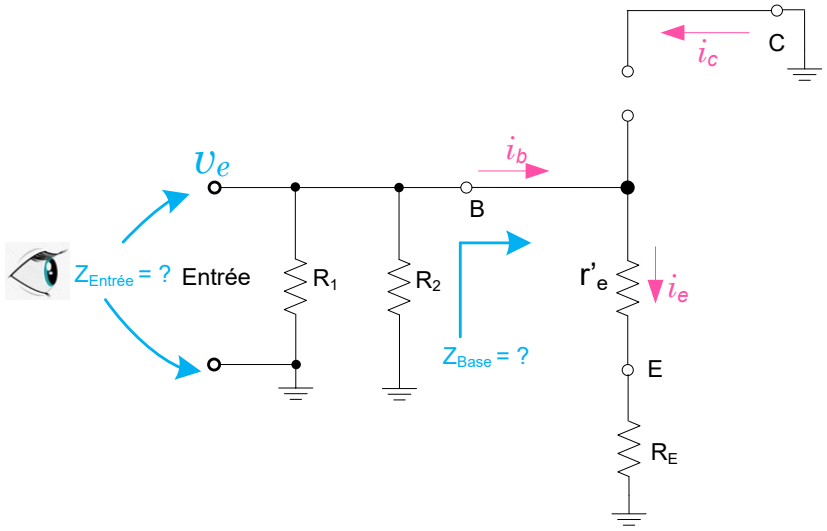


Figure 7-52 Circuit équivalent Thévenin pour l'impédance d'entrée.

L'impédance de sortie Z_{Sortie} (ou Z_{OUT}), dans le cas du circuit de la Figure 7-51, est un peu plus compliqué. Effectivement, l'impédance de l'émetteur du transistor se retrouve en parallèle avec la résistance d'émetteur, R_E (Figure 7-53). L'impédance de sortie se calcule avec l'équation suivante :

$$\boxed{Z_{Sortie} = R_E \parallel Z_{\text{Émetteur}}}$$

Équation 7-63 Impédance de sortie de l'amplificateur en collecteur-commun.

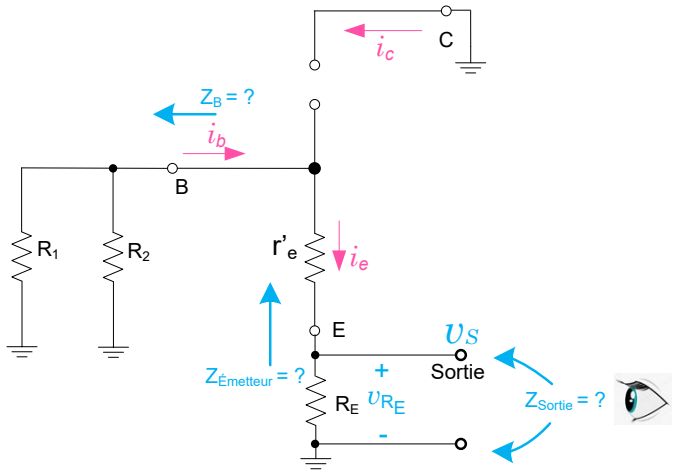


Figure 7-53 Circuit équivalent Thévenin pour l'impédance de sortie.

Il est donc nécessaire de calculer l'impédance de l'émetteur du transistor. Pour établir l'impédance d'émetteur, reprenons la même étude de la section 7.4.6 en l'adaptant aux circonstances. De manière générale, l'impédance vue de l'émetteur est β fois moins l'impédance côté base (Z_B) plus la résistance dynamique de la jonction B-E.

$$Z_{\text{Émetteur}} = (Z_B \div \beta) + r'_e$$

L'impédance du côté de la base est

$$Z_B = R_1 \parallel R_2$$

Donc, de façon spécifique, l'impédance de sortie du circuit de la Figure 7-51 est

$$Z_{Sortie} = R_E \parallel \left[\left((\mathrm{R}_1 \parallel \mathrm{R}_2) \div \beta\right) + r'_e\right]$$

De manière générale,

$$Z_{Sortie} = R_E \parallel [(\mathrm{Z_B} \div \beta) + r'_e]$$

où **Z_B** : est l'impédance côté base vue de l'émetteur.

Exemple 7.12

Déterminer l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et le gain en tension du circuit de la Figure 7-54. Utilisez la méthode approximative pour l'analyse statique.

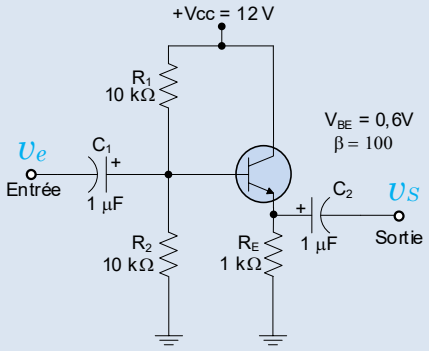


Figure 7-54 Figure de l'Exemple 7.12.

Solution :

Analyse statique

Afin de calculer la résistance dynamique r'_e, il faut trouver la valeur du courant de polarisation de l'émetteur.

$$V_B \cong V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = 12\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{10\ k\Omega+10\ k\Omega} = 6{,}0\ V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 6{,}0\ V - 0{,}6\ V = 5{,}4\ V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{5{,}4\ V}{1\ k\Omega} = 5{,}4\ mA$$

Analyse dynamique

D'abord, il faut trouver la valeur de la résistance dynamique de la jonction B-E, r'_e.

$$r'_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26\ mV}{5{,}4\ mA} = 4{,}81\ \Omega$$

L'impédance d'entrée est

$$Z_{Entrée} = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{Base}$$

$$Z_{Base} = \beta \cdot (r'_e + R_E) = 100 \cdot (4{,}81\ \Omega + 1\ k\Omega) = 100{,}48\ k\Omega$$

$$Z_{Entrée} = \frac{1}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{Z_{Base}}} = \frac{1}{\frac{1}{10\ k\Omega}+\frac{1}{10\ k\Omega}+\frac{1}{100{,}48\ k\Omega}} = 4{,}76\ k\Omega$$

L'impédance de sortie est donnée par

$$Z_{Sortie} = R_E \parallel Z_{\text{Émetteur}} \quad \text{où} \quad Z_{\text{Émetteur}} = (Z_B \div \beta) + r'_e$$

L'impédance du côté de la base est

$$Z_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}} = \frac{1}{\frac{1}{10\ k\Omega}+\frac{1}{10\ k\Omega}} = 5\ k\Omega$$

L'impédance d'émetteur est donc

$$Z_{\text{Émetteur}} = (Z_B \div \beta) + r'_e = (5\ k\Omega \div 100) + 4{,}81\ \Omega = 54{,}81\ \Omega$$

Alors

$$Z_{Sortie} = \frac{1}{\frac{1}{R_E}+\frac{1}{Z_{\text{Émetteur}}}} = \frac{1}{\frac{1}{1\ k\Omega}+\frac{1}{54{,}41\ \Omega}} = 51{,}96\ \Omega$$

Le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{R_E}{(r'_e+R_E)} = \frac{1\ k\Omega}{(4{,}81\ \Omega+1\ k\Omega)} = 0{,}995$$

7.8 Montage base-commune

Dans cette section, nous allons aborder la dernière configuration des amplificateurs : l'amplificateur à base commune.

7.8.1 Caractéristiques

Le montage base-commune a été longtemps considéré comme le montage fondamental. Actuellement, son utilisation n'est conservée que dans certains cas particuliers :

- Amplification en très hautes fréquences (fréquence de coupure plus élevé qu'avec les autres configurations);
- Adaptation d'impédance, il permet de coupler un circuit à faible impédance avec un autre d'une impédance beaucoup plus élevée;
- Réalisation d'une source à courant constant (charge linéaire d'un condensateur, par exemple).

7.8.2 Circuit

Dans le montage base-commune, le signal d'entrée est appliqué entre l'émetteur et la base du transistor, tandis que le signal de sortie est prélevé entre le collecteur et la base.

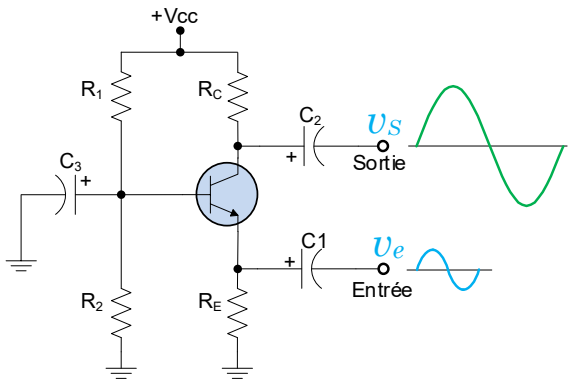


Figure 7-55 Amplificateur à transistor NPN monté en base-commune.

7.8.3 Analyse statique

L'analyse statique du circuit est similaire à celle de la configuration collecteur-commun, puisque dans les deux cas, le transistor est polarisé par un diviseur de tension. Soulignons-en les principaux aspects. Selon la méthode approximative :

$$V_B \cong V_{BB} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Équation 7-64

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

Équation 7-65

Ce qui permet de trouver le courant d'émetteur,

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

Équation 7-66

Si l'on néglige I_B, nous pouvons dire que

$$I_C \cong I_E$$

Équation 7-67

Alors

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C$$

Équation 7-68

Et finalement,

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

Équation 7-69

Pour l'analyse précise, vous pouvez vous référer à la section 10.5.2 du chapitre 10.

7.8.4 Analyse dynamique

Le circuit équivalent du montage en alternatif est illustré à la Figure 7-56. Les résistances R_1 et R_2 n'existent plus dans l'analyse dynamique. Les constatations que nous pouvons faire sur ce montage sont les suivantes : gain en tension très élevé, résistance d'entrée faible, résistance de sortie relativement élevée.

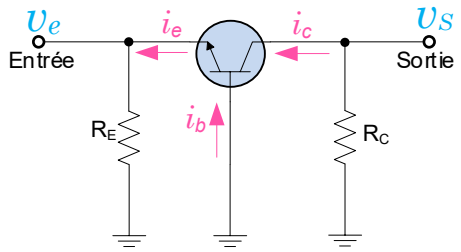


Figure 7-56 Circuit équivalent de l'amplificateur à base-commune.

Essayons maintenant de découvrir par analyse ces caractéristiques. Nous avons redessiné à cet effet le circuit équivalent complet de la Figure 7-56 en remplaçant le transistor par le modèle équivalent simplifié.

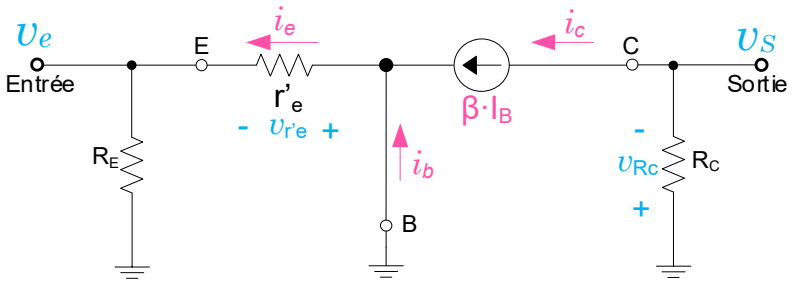


Figure 7-57 Circuit équivalent de l'amplificateur avec modèle équivalent simplifié du BJT.

Puisque le signal d'entrée est appliqué entre l'émetteur et le point commun, le signal d'entrée v_e apparait aux bornes de r'_e, nous pouvons écrire :

$$v_e = -v_e = -i_e \cdot r'_e$$

Équation 7-70

Le courant de l'émetteur i_e est

$$i_e = i_b \cdot (\beta + 1)$$

Équation 7-71

Alors,

$$v_e = -i_b \cdot (\beta + 1) \cdot r'_e$$

Équation 7-72

La tension de sortie a pour expression :

$$v_s = -v_{Rc}$$

Équation 7-73

or

$$v_s = -i_c \cdot R_C = -(i_b \cdot \beta) \cdot R_C$$

Équation 7-74

Le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{v_s}{v_e}$$

Équation 7-75

$$\boxed{A_V = \frac{-(i_b \cdot \beta) \cdot R_C}{-i_b \cdot (\beta + 1) \cdot r'_e}}$$

Équation 7-76 Gain en tension de l'amplificateur en base-commune.

$$A_V = \frac{\beta}{(\beta+1)} \cdot \frac{R_C}{r'_e} \quad \text{Où} \quad \alpha = \frac{\beta}{(\beta+1)} = \frac{i_c}{i_e}$$

Équation 7-77

Si le β est très grand et si le courant de base est négligeable, α se rapproche de 1. Par conséquent, le courant de l'émetteur i_e est approximativement égal au courant du collecteur i_C, nous avons :

$$\boxed{A_V \cong \frac{R_C}{r'_e}}$$

Équation 7-78 Gain en tension de l'amplificateur en base-commune.

On constate que le gain en tension sera grand dans ce circuit. De plus, il n'y a pas de déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie.

7.8.5 Caractéristiques d'entrée et de sortie

L'impédance d'entrée du montage $Z_{Entrée}$ (ou Z_{IN}) est trouvée en application le théorème de Thévenin à l'entrée du circuit équivalent de la Figure 7-58.

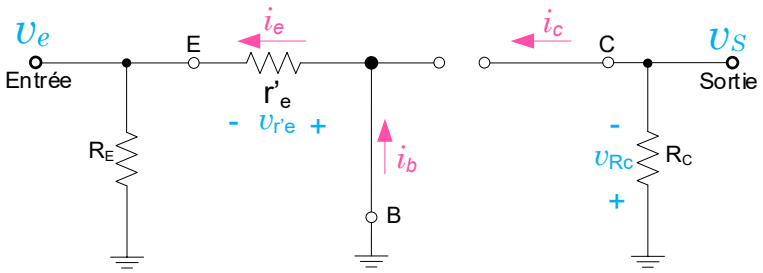


Figure 7-58 Circuit équivalent Thévenin.

L'impédance d'entrée $Z_{Entrée}$ est simplement R_E et $Z_{Émetteur}$ en parallèle (Figure 7-59).

$$Z_{Entrée} = R_E \parallel Z_{Émetteur}$$

Équation 7-79 Impédance d'entrée de l'amplificateur en base-commune.

Où

$$Z_{Base} = (r'_e)$$

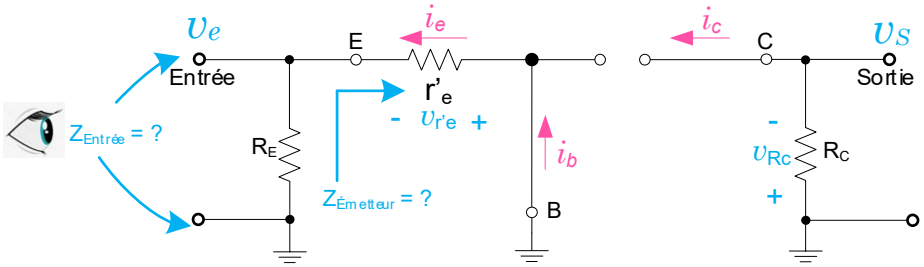


Figure 7-59 Circuit équivalent Thévenin pour l'impédance d'entrée.

L'impédance de sortie Z_{Sortie} (ou Z_{OUT}), dans le cas du circuit de la Figure 7-60, est très simple. Le collecteur d'un transistor est un circuit ouvert et il ne reste, au point de vue alternatif, que la résistance R_C branchée au point commun. Par conséquent,

$$Z_{Sortie} = R_C$$

Équation 7-80 Impédance de sortie de l'amplificateur en base-commune.

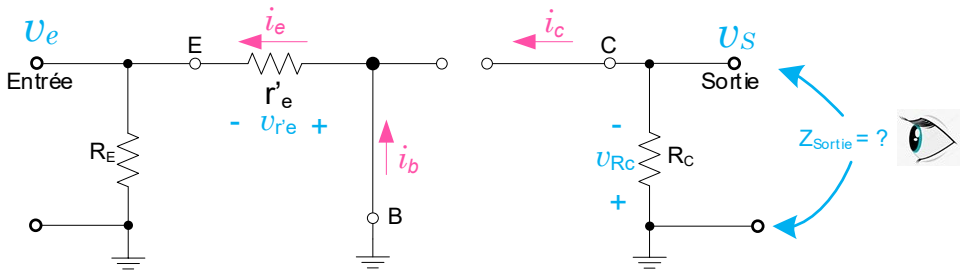


Figure 7-60 Circuit équivalent Thévenin pour l'impédance de sortie.

Exemple 7.13

Déterminer l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et le gain en tension du circuit de la Figure 7-46. Utilisez la méthode approximative pour l'analyse statique.

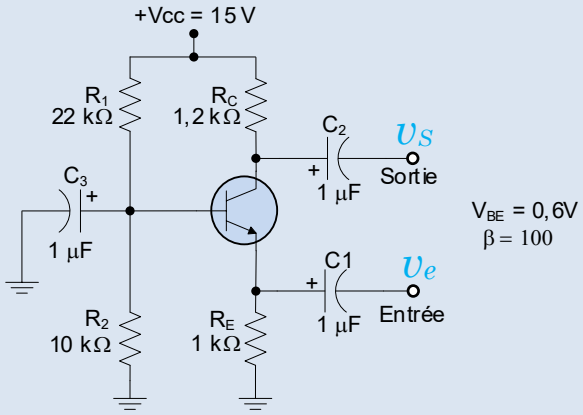


Figure 7-61 Figure de l'Exemple 7.13.

Solution :

Analyse statique

Afin de calculer la résistance dynamique r'_e, il faut trouver la valeur du courant de polarisation de l'émetteur.

$$V_B \cong V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = 15\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{22\ k\Omega+10\ k\Omega} = 4{,}688\ V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 4{,}688\ V - 0{,}6\ V = 4{,}088\ V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4{,}088\ V}{1\ k\Omega} = 4{,}088\ mA$$

Analyse dynamique

D'abord, il faut trouver la valeur de la résistance dynamique de la jonction B-E, r'_e.

$$r'_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26\ mV}{4{,}088\ mA} = 6{,}36\ \Omega$$

L'impédance d'entrée est

$$Z_{Entrée} = R_E \parallel Z_{Émetteur}$$

$$Z_{Base} = r'_e = 6{,}36\ \Omega$$

$$Z_{Entrée} = \frac{1}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{Z_{Base}}} = \frac{1}{\frac{1}{1\ k\Omega}+\frac{1}{6{,}36\ \Omega}} = 6{,}32\ \Omega$$

L'impédance de sortie est donnée par

$$Z_{Sortie} = R_C = 1{,}2\ k\Omega$$

Le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{R_C}{r'_e} = \frac{1{,}2\ k\Omega}{6{,}36\ \Omega} = 188{,}65$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

7.9 Amplificateur multiétage

Dans ce qui précède, il a été question des amplificateurs à un étage de transistor. À présent, nous aborderons le cas de systèmes comportant plusieurs étages. Nous allons nous concentrer sur un amplificateur à deux étages dans cette étude, car les principes sous-jacents peuvent être généralisés pour des configurations à plusieurs étages. En explorant un amplificateur à deux étages, nous pourrons illustrer comment les concepts de base tels que l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et l'influence de chaque étage sur le fonctionnement global de l'amplificateur. Nous aborderons deux types de couplage : le couplage par condensateur et le couplage direct.

7.9.1 Types de couplage

Dans un amplificateur à transistors, on trouve souvent plusieurs étages dont les sorties sont connectées aux entrées des suivants afin d'obtenir plus de gain en tension. Les étages sont donc couplés entre eux. Il existe deux types de couplage, le couplage par condensateur (ou couplage capacitif) et le couplage direct.

Le gain en tension total est déterminé par le produit des gains des étages individuels. Si le couplage entre les étages est fait par condensateurs, l'analyse statique est indépendante pour chaque étage. Toutefois, les calculs du gain et des impédances d'entrée et de sortie sont dépendants.

7.9.2 Amplificateur à 2 étages avec couplage par condensateur

La Figure 7-62 montre un circuit à deux étages avec couplage par condensateur entre les étages. Le signal amplifié et inversé par le premier étage est appliqué sur la base du second étage. Le signal est à nouveau amplifié et inversé avant d'être acheminé à la résistance de charge. Pour finir, le signal de sortie est en phase avec le signal d'entrée.

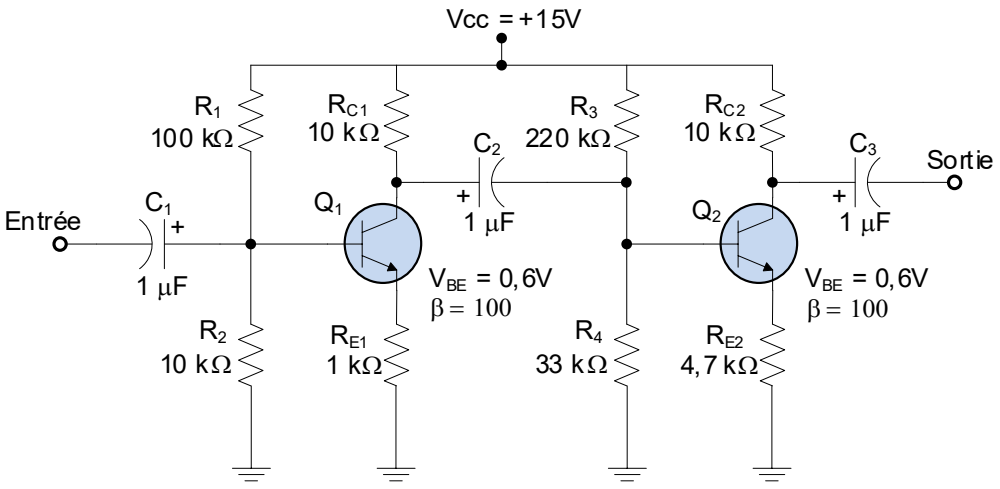


Figure 7-62 Circuit à plusieurs étages avec condensateurs de couplages.

Dans le type de circuit, les calculs de polarisation en analyse statique ne sont pas plus compliqués que ceux qui se rapportent à un étage unique. En Fait, chaque étage doit être traité séparément puisque, en analyse statique, il est **isolé** en amont et en aval. Nous n'avons donc rien à ajouter par rapport à ce qui a été dit antérieurement.

Cependant, la situation est différente en analyse dynamique. Le circuit équivalent alternatif est représenté à la Figure 7-63.

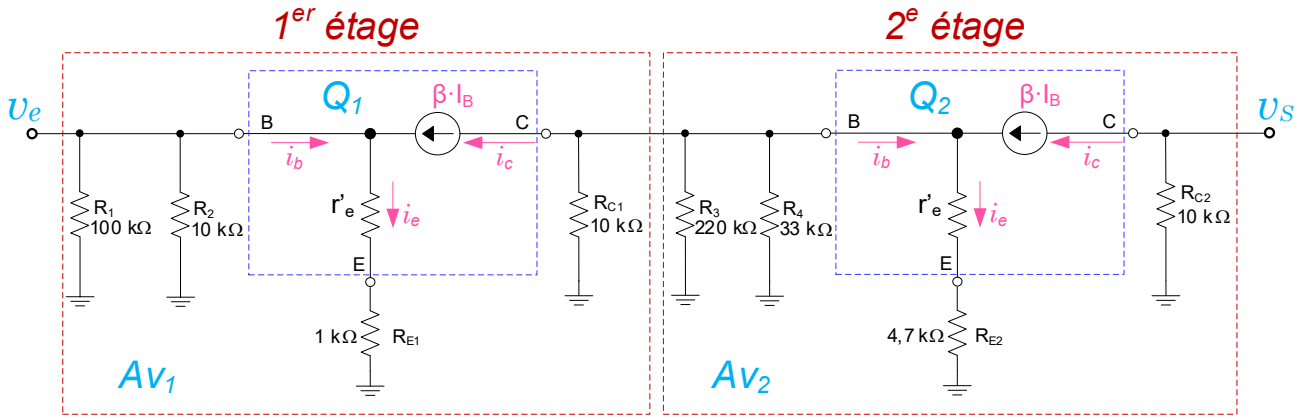


Figure 7-63 Circuit équivalent alternatif de la Figure 7-62.

On a vu à la section 7.2.5, qu'il fallait considérer les impédances d'entrée et les impédances de sortie lorsqu'on reliait deux étages d'amplification ensemble. L'impédance de sortie de l'un pourrait être trop élevée et l'impédance d'entrée de l'autre trop basse. Ceci produirait un diviseur de tension indésirable. De plus, lorsque la résistance de charge est petite par rapport à l'impédance de sortie d'un amplificateur, le gain en tension sera réduit parce que l'amplificateur sera ***surchargé***.

La Figure 7-64 représente le circuit équivalent avec les diagrammes fonctionnels de chaque étage. Il est clair que l'impédance d'entrée du second étage charge la sortie du premier étage. Autrement dit, l'impédance d'entrée Z_{in2} du second étage crée un diviseur de tension avec l'impédance de sortie Z_{out1} du premier étage.

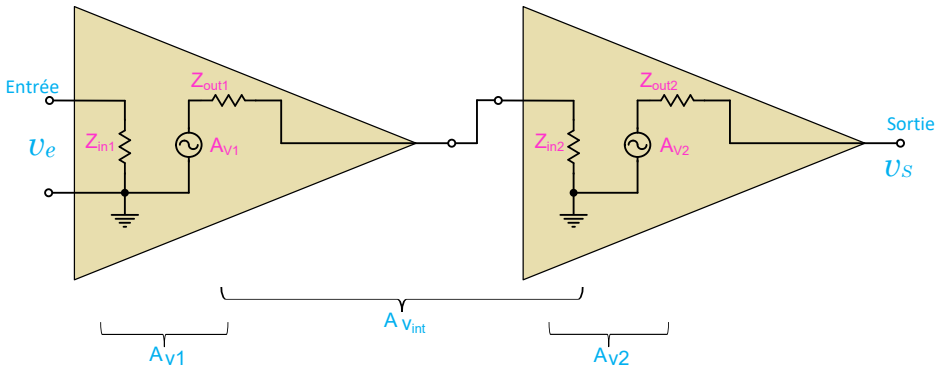


Figure 7-64 Circuit équivalent de la Figure 7-62 avec diagramme fonctionnel.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Observons de plus près ce qui se passe dans l'amplificateur à deux étages de la Figure 7-63, caractérisés respectivement par les gains A_{V1} et A_{V2}.

L'impédance d'entrée de l'amplificateur $Z_{Entrée\ (ampli)}$ (ou Z_{IN}) est donné par

$$Z_{Entrée\ (ampli)} = Z_{In1}$$

L'impédance d'entrée Z_{In1} du premier étage est simplement R_1, R_2 et $Z_{Base\ (Q1)}$ en parallèle.

$$Z_{In1} = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{Base(Q1)}$$

Où

$$Z_{\mathrm{Base(Q1)}} = \beta_1 \cdot (r'_{e1} + R_{E1})$$

L'impédance de sortie de l'amplificateur $Z_{Sortie\ (ampli)}$ (ou Z_{OUT}), dans le cas du circuit de la Figure 7-63, est égale à l'impédance de sortie Z_{Out2} du deuxième étage, donc à la valeur de la résistance du collecteur (R_{C2}).

$$Z_{Sortie\ (ampli)} = Z_{Out2} = R_{C2}$$

Les gains de chaque étage sont définis par les équations suivantes :

$$A_{V1} = \frac{-R_{C1}}{(r'_{e1} + R_{E1})}\ et\ A_{V2} = \frac{-R_{C2}}{(r'_{e2} + R_{E2})}$$

Le branchement des deux étages provoque l'effet du diviseur de tension par un facteur qu'on appelle *le gain d'interface* (A_{Vint}).

$$A_{Vint} = \frac{Z_{In2}}{(Z_{In2} + Z_{Out1})}$$

Où

$$Z_{In2} = R_3 \parallel R_4 \parallel Z_{Base(Q2)}$$

$$Z_{\mathrm{Base(T2)}} = \beta_2 \cdot (r'_{e2} + R_{E2})$$

$$Z_{Out1} = R_{C1}$$

Finalement, le gain total de l'amplificateur se trouve à être le produit de tous les gains ensemble.

$$A_{V_T} = A_{V_1} \cdot A_{V_{int}} \cdot A_{V_2}$$

Exemple 7.14

Déterminer l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et le gain en tension du circuit de la Figure 7-65. Utilisez la méthode approximative pour l'analyse statique.

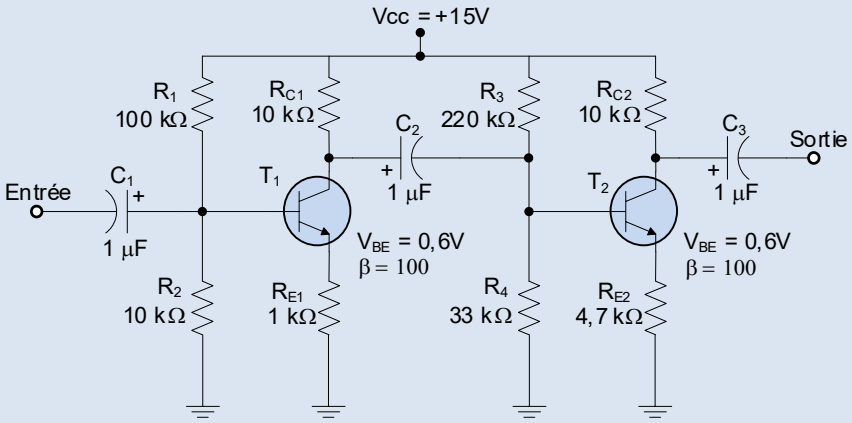


Figure 7-65 Circuit amplificateur à deux étages.

Solution :

Analyse statique

Pour le premier étage en utilisant la méthode calculs approximative, nous avons :

$$V_{BQ1} = Vcc \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = +15\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{100\ k\Omega+10\ k\Omega} = 1{,}363\ V$$

$$V_{EQ1} = V_{BQ1} - V_{BEQ1} = 1{,}36\ V - 0{,}6\ V = 0{,}763\ V$$

$$I_{EQ1} = \frac{V_{EQ1}}{R_{E1}} = \frac{0{,}763\ V}{1\ k\Omega} = 763{,}64\ \mu A$$

Pour le second étage,

$$V_{BQ2} = Vcc \cdot \frac{R_4}{R_3+R_4} = +15V \cdot \frac{33\ k\Omega}{220\ k\Omega+33\ k\Omega} = 1{,}957\ V$$

$$V_{EQ2} = V_{BQ2} - V_{BEQ2} = 1{,}957\ V - 0{,}6\ V = 1{,}357\ V$$

$$I_{EQ2} = \frac{V_{EQ2}}{R_{E2}} = \frac{1{,}357\ V}{4{,}7\ k\Omega} = 288{,}62\ \mu A$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Analyse dynamique

D'abord, il faut trouver la valeur de la résistance dynamique des deux transistors.

$$r'_{e1} = \frac{26mV}{I_{E1}} = \frac{26\text{ mV}}{763{,}64\ \mu\text{A}} = 34{,}05\ \Omega$$

$$r'_{e2} = \frac{26mV}{I_{E2}} = \frac{26\text{ mV}}{288{,}62\ \mu\text{A}} = 90{,}08\ \Omega$$

L'impédance d'entrée de l'amplificateur est

$$Z_{Base(Q1)} = \beta_1 \cdot (r'_{e1} + R_{E1}) = 100 \cdot (34{,}05\ \Omega + 1\ \text{k}\Omega) = 103{,}4\ \text{k}\Omega$$

$$Z_{In1} = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{Base(Q1)} = \frac{1}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{Z_{Base(T1)}}} = \frac{1}{\frac{1}{100\ \text{k}\Omega}+\frac{1}{10\ \text{k}\Omega}+\frac{1}{103{,}4\ \text{k}\Omega}} = 8{,}36\ \text{k}\Omega$$

$$Z_{\text{Entrée (ampli)}} = Z_{In1} = 8{,}36\ \text{k}\Omega$$

L'impédance de sortie de l'amplificateur est donnée par

$$Z_{Sortie\ (Ampli)} = R_{C2} = 10\ \text{k}\Omega$$

Le gain en tension de l'étage 1 est donné par :

$$A_{V1} = \frac{-R_{C1}}{(r'_{e1}+R_{E1})} = \frac{-10\ \text{k}\Omega}{(34{,}05\ \Omega + 1\ \text{k}\Omega)} = -9{,}67$$

Le gain en tension de l'étage 2 est donné par :

$$A_{V2} = \frac{-R_{C2}}{(r'_{e2}+R_{E2})} = \frac{-10\ \text{k}\Omega}{(90{,}08\ \Omega + 4{,}7\ \text{k}\Omega)} = -2{,}088$$

Le gain en tension intermédiaire est donné par :

$$Z_{Base(Q2)} = \beta_2 \cdot (r'_{e2} + R_{E2}) = 100 \cdot (90{,}08\ \Omega + 4{,}7\ \text{k}\Omega) = 479{,}01\ k\Omega$$

$$Z_{In2} = R_3 \parallel R_4 \parallel Z_{Base(Q2)} = \frac{1}{\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}+\frac{1}{Z_{Base(T2)}}} = \frac{1}{\frac{1}{220\ \text{k}\Omega}+\frac{1}{33\ \text{k}\Omega}+\frac{1}{479{,}01\ \text{k}\Omega}} = 27{,}07\ \text{k}\Omega$$

$$Z_{Out1} = R_{C1} = 10\ \text{k}\Omega$$

$$A_{Vint} = \frac{Z_{In2}}{(Z_{In2}+Z_{Out1})} = \frac{27{,}07\ \text{k}\Omega}{(27{,}07\ \text{k}\Omega+10\ \text{k}\Omega)} = 0{,}7303$$

Le gain total en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_{V_T} = A_{V_1} \cdot A_{V_{int}} \cdot A_{V_2} = -9{,}67 \cdot 0{,}7303 \cdot -2{,}088 = +14{,}743$$

7.10 Conclusion

Nous avons à présent une vue d'ensemble les concepts essentiels des amplificateurs à transistor bipolaire.

Premièrement, nous avons exploré les principes fondamentaux des amplificateurs, en mettant en avant l'impact de l'amplification en cascade sur le gain total du système. De plus, nous avons abordé la distorsion, un phénomène indésirable qui altère la forme du signal en sortie par rapport à celui en entrée, et nous avons exploré les moyens de minimiser cette distorsion pour garantir une reproduction fidèle du signal amplifié. Nous avons également examiné les différentes classes d'opération, soulignant l'importance de choisir la classe appropriée en fonction des exigences spécifiques de l'application.

Nous avons étudié le comportement dynamique du transistor BJT en examinant sa résistance dynamique et l'effet de la jonction base-émetteur sur les impédances en régime dynamique. Nous avons présenté un circuit équivalent du transistor pour faciliter l'analyse des circuits. Ce circuit simplifié a facilité l'analyse des circuits examinés dans ce chapitre.

Nous avons analysé en profondeur les trois montages fondamentaux d'amplificateurs à transistor bipolaire : le montage émetteur-commun, le montage collecteur-commun et le montage base-commune. Chacun de ces montages offre des avantages et des inconvénients uniques en termes de gain, d'impédance d'entrée et d'impédance de sortie, ce qui permet de choisir celui qui convient le mieux à leur application spécifique.

Enfin, nous avons abordé les amplificateurs multiétages, qui combinent plusieurs étages d'amplification pour obtenir des performances optimales. Ces configurations complexes permettent d'atteindre des niveaux de gain élevés tout en maintenant la stabilité et la linéarité du système.

En résumé, cette exploration approfondie des principes fondamentaux des amplificateurs ne se limite pas seulement à une compréhension actuelle, mais constituera également un outil indispensable pour l'avenir. Ces connaissances seront essentielles pour la conception et l'analyse de nombreux autres circuits dans divers domaines technologiques. Que ce soit pour les applications audio haut de gamme ou pour les systèmes de communication évolués, la maîtrise de ces concepts sera une compétence précieuse pour les ingénieurs et les techniciens du futur.

7.11 Exercices de révision

7.11.1 Exercices – Les transistors bipolaire en régime dynamique

Question 7.1 Examinez le circuit montré à la Figure 7-66.

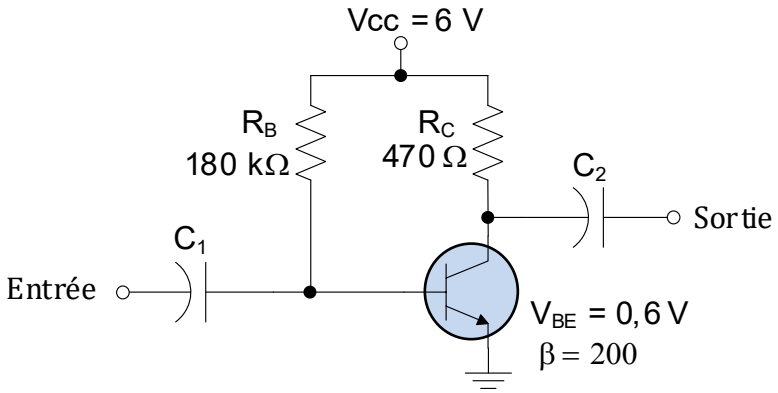


Figure 7-66

a) Que vaut *r'e* ?
b) Quel est le gain en tension ?
c) Que vaut l'impédance de sortie ?
d) Quelle est l'impédance d'entrée du montage ?
e) Dessinez le schéma équivalent en utilisant le modèle équivalent en « T » pour le transistor.
f) Dessinez le schéma équivalent en utilisant le modèle équivalent en « π » pour le transistor.

Question 7.2 Faites le diagramme fonctionnel de la Figure 7-67 (négliger *r'e*).

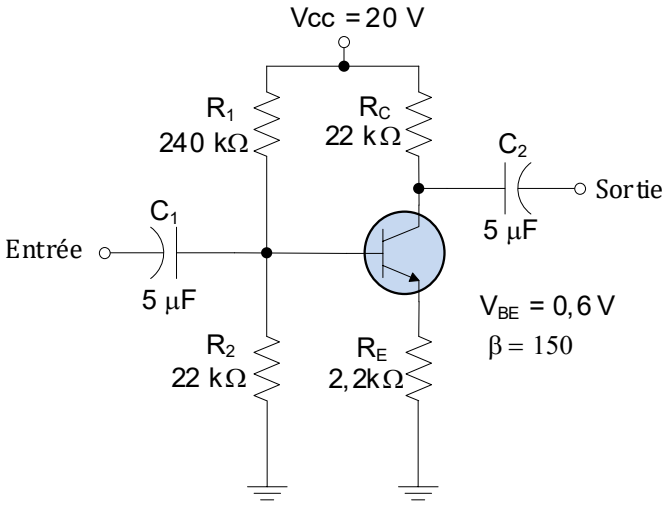


Figure 7-67

Question 7.3 Examinez le circuit montré à la Figure 7-68.

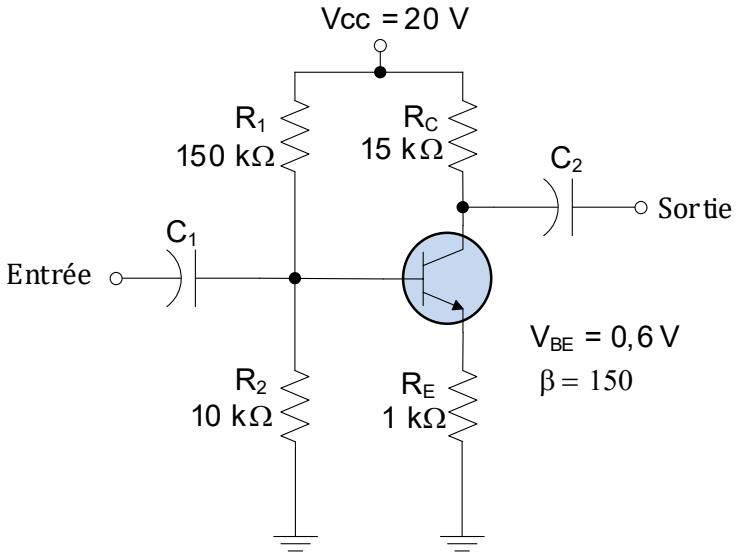


Figure 7-68

a) Quel est le gain en tension ? (négliger r'_e)
b) Que vaut l'impédance de sortie ?
c) Que vaut l'impédance d'entrée du circuit ? (négliger r'_e)

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 7.4 Faites le diagramme fonctionnel du circuit suivant et calculez le gain en tension total à la charge. Utilisez un β de 200 pour le calcul de Z_{base} (r'_e négligée).

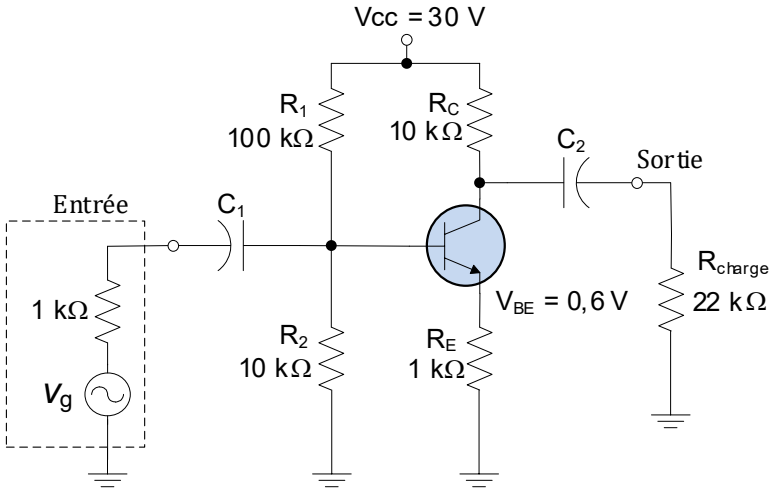


Figure 7-69

Question 7.5 Examinez le circuit montré à la Figure 7-70.

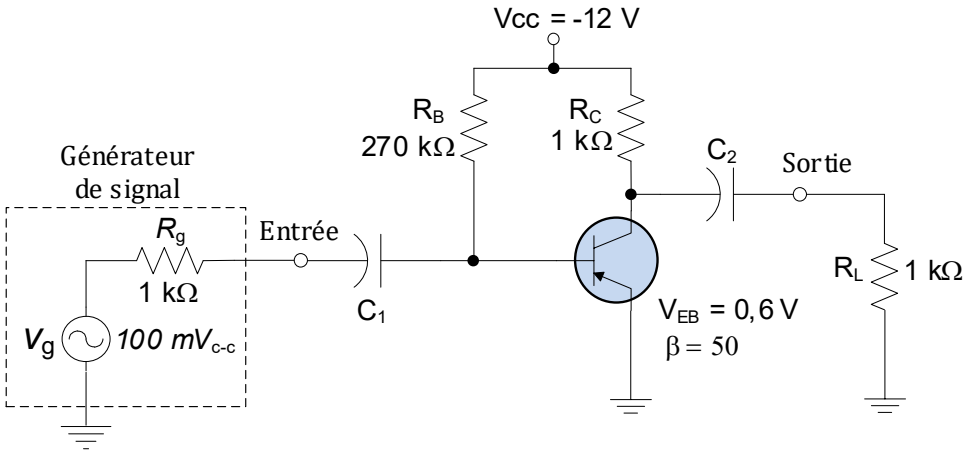


Figure 7-70

a) Quels seront les courants et tensions de repos : I_{BQ}, I_{CQ}, I_{EQ} et V_{ECQ} ?
b) Dessiner le circuit équivalent petits signaux en dynamique avec le transistor équivalent en T.
c) Quelle est l'impédance d'entrée de l'amplificateur ?
d) Que vaut l'impédance de sortie de l'amplificateur ?
e) Calculer l'amplitude du signal de sortie en valeur efficace.

Question 7.6 Examinez le circuit montré à la Figure 7-71. Utilisez la **méthode approximative** pour l'analyse statique.

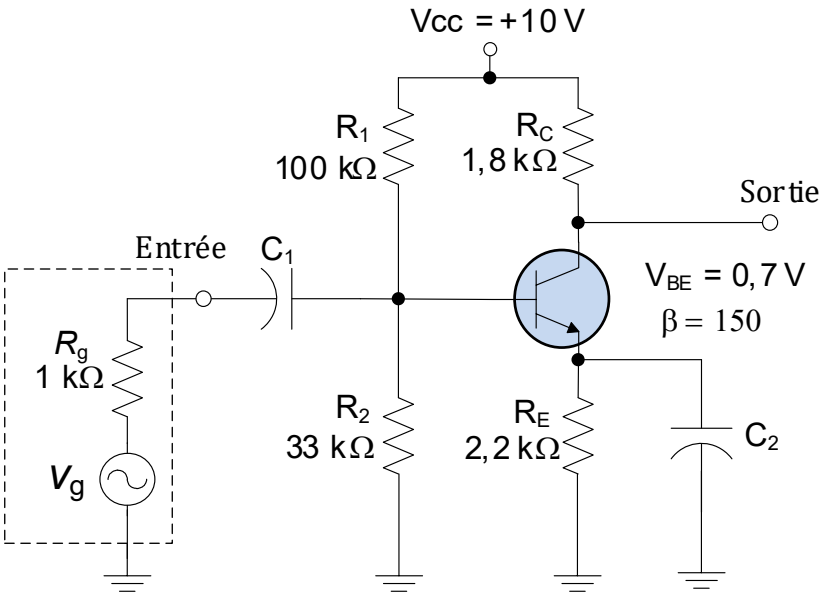


Figure 7-71

a) Calculer le courant I_{CQ}.
b) Calculer la valeur de r'_e.
c) Dessiner le circuit équivalent petits signaux en dynamique avec le transistor équivalent en « T ».
d) Quelle est l'impédance d'entrée du montage ?
e) Que vaut l'impédance de sortie ?
f) Calculer le gain en tension de l'amplificateur, $A_{V(ampli)}$.
g) Calculer le gain en tension total.
h) Pour quelle tension crête du signal du générateur (v_g) obtient-on en sortie (v_s) une tension crête maximale ?

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 7.7 Examinez le circuit montré à la Figure 7-72. Utilisez la **méthode précise** pour l'analyse statique.

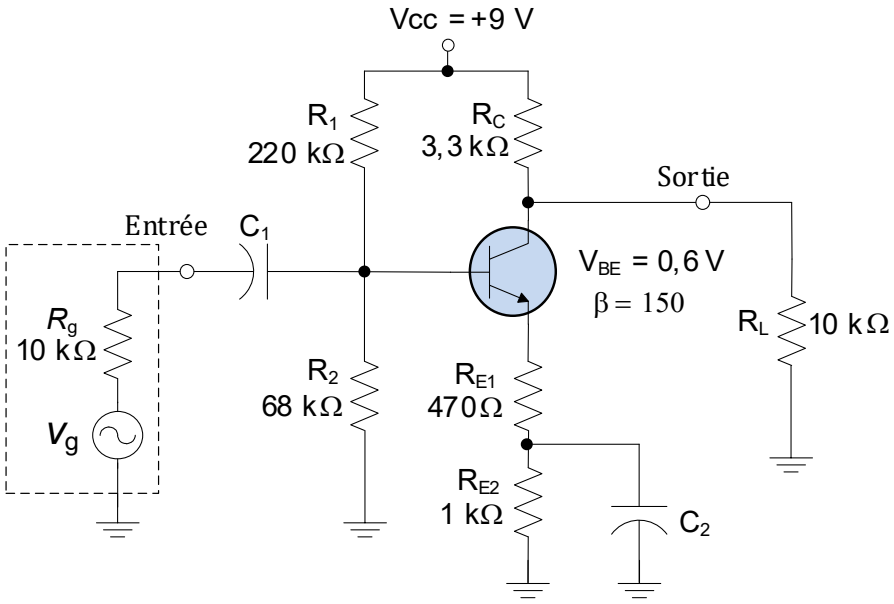


Figure 7-72

a) Calculer le courant I_{CQ}.
b) Calculer la tension V_{CEQ}.
c) Dessiner le circuit équivalent petits signaux en dynamique avec le transistor équivalent en « T ».
d) Quelle est l'impédance d'entrée du montage ?
e) Que vaut l'impédance de sortie incluant la charge ?
f) Calculer le gain en tension total du circuit, A_{VT}.

Question 7.8 Examinez le circuit montré à la Figure 7-73. (Calculs avec la **méthode approximative** sans négliger r'_e)

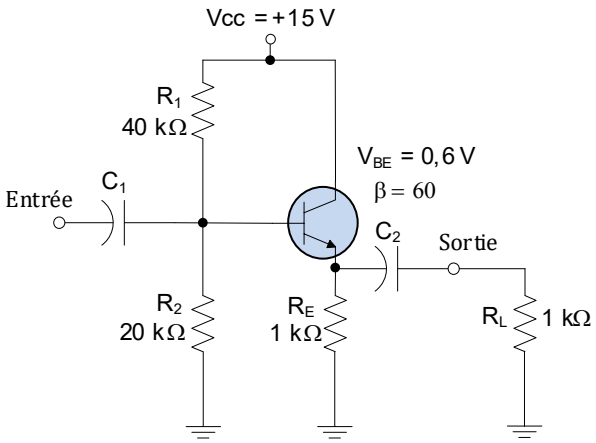


Figure 7-73

a) Quelle est l'impédance d'entrée du montage ?
b) Que vaut l'impédance de sortie ?
c) Quel est le gain en tension total du circuit ?

Question 7.9 Examinez le circuit montré à la Figure 7-74.

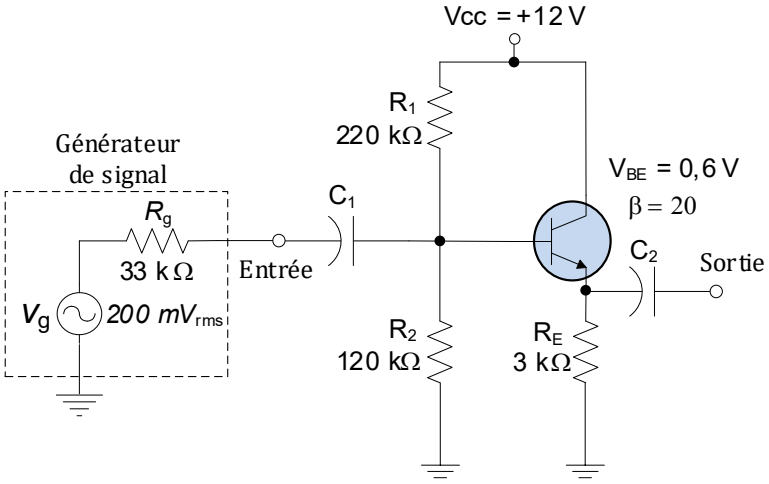


Figure 7-74

a) Déterminer le gain en tension de l'étage de l'amplificateur, $A_{V(ampli)}$.
b) Quelle est l'impédance d'entrée du montage ?
c) Que vaut l'impédance de sortie ?
d) Calculer l'amplitude du signal recueilli aux bornes d'une charge R_L = 3 kΩ que l'on connecterait à la sortie de l'amplificateur.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 7.10 Trouvez V_{BT1}, V_{ET1}, I_{CT1}, V_{BT2}, V_{ET2}, I_{CT2}, $Z_{base(T1)}$, $Z_{entrée}$, Z_{sortie} et A_V. Faites ensuite le diagramme fonctionnel du montage. Utilisez les calculs de polarisation approximés (les résistances dynamiques et l'influence entre les étages sont négligées).

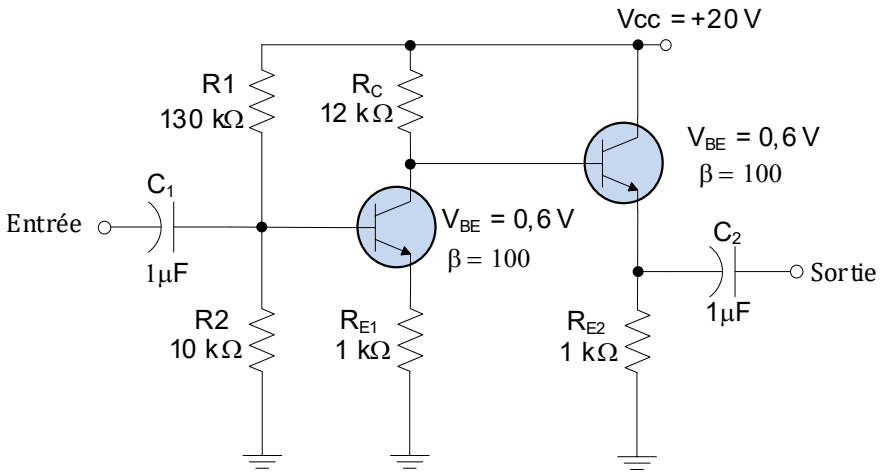


Figure 7-75

Question 7.11 Examinez le circuit montré à la Figure 7-76.

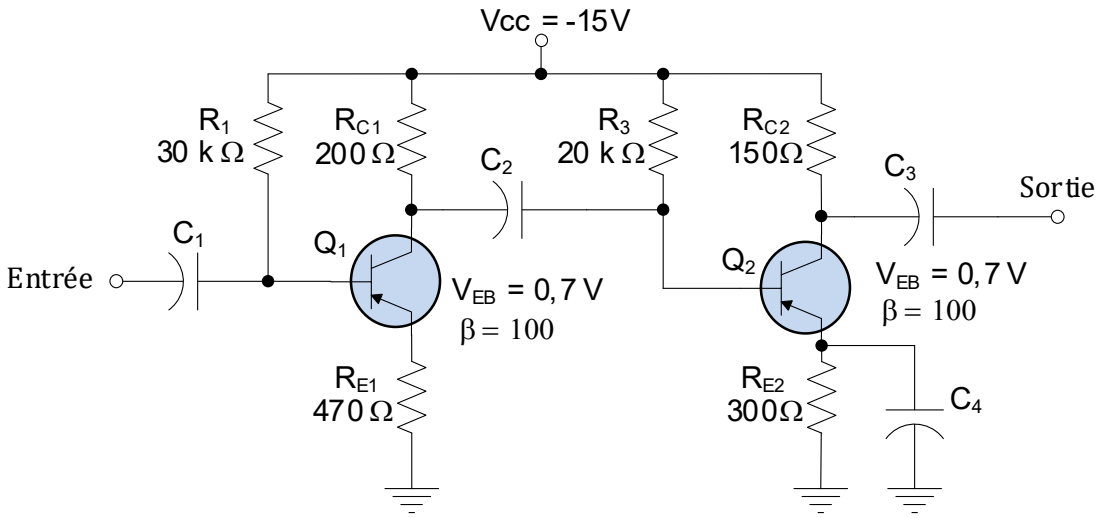


Figure 7-76

a) Sans négliger les influences des étages, quel est le gain en tension total du circuit pour I_{ET1} = 18,643 mA et I_{ET2} = 28,714 mA ?
b) Quelle est l'impédance d'entrée du montage ?
c) Que vaut l'impédance de sortie ?

Question 7.12 Examinez le circuit montré à la Figure 7-77.

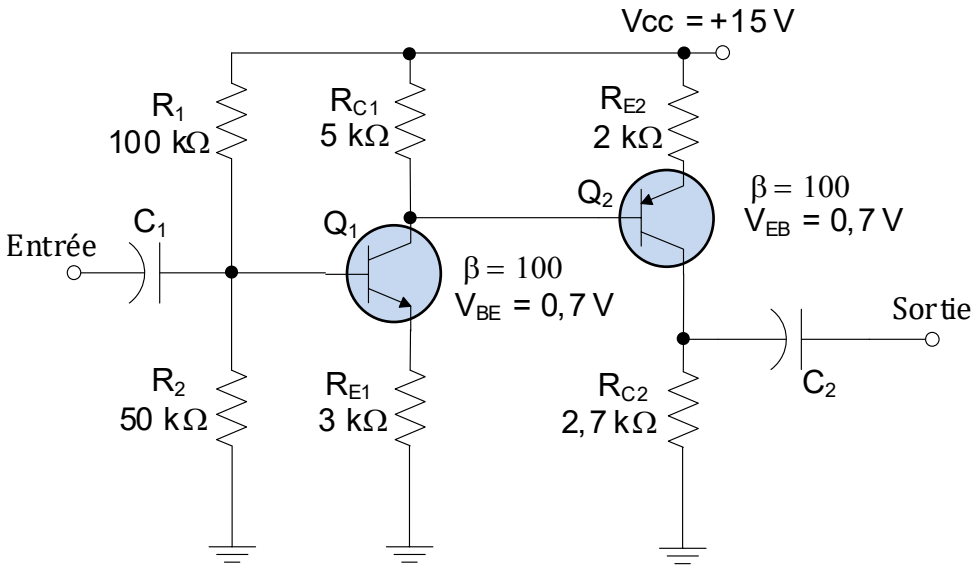


Figure 7-77

a) Sans négliger les influences des étages, quel est le gain en tension total du circuit pour I_{ET1} = 1,29 mA et I_{ET2} = 2,78 mA ?
b) Quelle est l'impédance d'entrée du montage ?
c) Que vaut l'impédance de sortie ?

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Chapitre 8
Les transistors en régime de puissance

Lorsqu'il s'agit de régimes de puissance, nous faisons appel aux transistors spécifiquement conçus pour cette fonction, appelés *transistors de puissance*. Bien qu'ils reposent sur les mêmes principes de fonctionnement que les transistors classiques, leur particularité réside dans leur aptitude à supporter des courants et des tensions élevés. Ce chapitre se concentre sur deux grandes catégories de circuits de puissance : les amplificateurs de puissance et les circuits de commutation.

Les amplificateurs de puissance, comme les modèles de classe B et classe AB, fonctionnent en régime linéaire. En revanche, les circuits de commutation exploitent le fonctionnement non linéaire des transistors, utilisés ici comme interrupteurs, pour des applications distinctes des amplificateurs linéaires. Nous analyserons ces configurations variées tout en abordant les principes de dissipation thermique, essentiels pour assurer la fiabilité et les performances durables des composants électroniques.

8.1 Introduction

Le transistor de puissance est un composant essentiel dans de nombreuses applications où l'efficacité de la gestion de l'énergie électrique est importante. En raison de leur capacité à traiter des niveaux de puissance élevés, ces transistors sont largement employés dans divers secteurs, notamment l'électronique de puissance, les systèmes de conversion d'énergie, les amplificateurs audio de haute puissance et les convertisseurs de fréquence radio. Ils trouvent également des applications industrielles, comme dans les alimentations à découpage, les contrôles de moteurs électriques et les systèmes de gestion de l'énergie.

Ces transistors se distinguent par leur capacité à gérer des tensions et des courants électriques élevés. Contrairement aux transistors classiques utilisés pour des applications à faible puissance, tels que les transistors bipolaires à jonction (BJT) ou les transistors à effet de champ (FET), les transistors de puissance sont spécifiquement conçus pour fonctionner de manière optimale dans des conditions de haute puissance.

Ils sont souvent fabriqués à partir de matériaux semi-conducteurs spéciaux, tels que le silicium ou le carbure de silicium, qui possèdent des caractéristiques électriques permettant de supporter des tensions et des courants plus élevés.

Les transistors opérant en régime de puissance se divisent généralement en deux principales catégories : les amplificateurs de puissance et les circuits de commutation. Nous présentons ici un aperçu concis de ces deux catégories pour établir le cadre de notre étude dans ce chapitre.

Les amplificateurs de puissance se présentent sous différentes configurations et architectures, chacune adaptée à des besoins spécifiques en termes de rendement, de fiabilité et d'applications. Parmi les configurations les plus courantes figurent les amplificateurs de classe B, de classe AB et de classe C. Ces configurations sont choisies en fonction des exigences de l'application, telles que l'efficacité énergétique, la distorsion du signal, la linéarité et la fréquence de fonctionnement.

En régime de puissance, le transistor est souvent utilisé en mode de commutation, où il alterne rapidement entre deux états : l'état bloqué (ou éteint) et l'état actif (ou saturé). Lorsque le transistor est en état bloqué, il ne laisse passer aucun courant à travers lui, agissant comme un interrupteur ouvert. En revanche, lorsqu'il est en état actif, il permet un flux de courant à travers lui, agissant comme un interrupteur fermé.

Cette capacité à commuter rapidement entre ces deux états permet au transistor de contrôler efficacement la puissance électrique. En ajustant la durée pendant laquelle le transistor reste dans chaque état, on peut réguler la quantité de puissance fournie à un système. Par exemple, dans un onduleur, les transistors de puissance sont utilisés pour modifier la forme d'onde du courant électrique afin de générer une sortie alternative.

Indépendamment de son utilisation dans un amplificateur ou dans un circuit de commutation, tout composant électronique traversé par un courant électrique génère de la chaleur. Cette chaleur est souvent imperceptible à faible intensité mais devient notable à des niveaux plus élevés. Elle peut être évacuée naturellement dans l'air ambiant par convection. Toutefois, dans certaines situations, cette chaleur peut s'accumuler plus rapidement que l'environnement ne peut la dissiper, ce qui augmente le risque de surchauffe et de défaillance du composant.

Pour remédier à cette problématique, des dissipateurs thermiques sont employés afin d'accroître la surface de contact avec l'air, favorisant ainsi un transfert de chaleur plus rapide. Le choix du dissipateur dépend de la quantité de chaleur à évacuer et des spécificités du composant électronique en question. Une variété de formes et de tailles de dissipateurs sont disponibles pour répondre à une gamme diversifiée de besoins en dissipation thermique.

Les mécanismes de dissipation thermique et de leurs implications sur les performances et la fiabilité des transistors seront présentés plus en détail dans ce chapitre.

© Claude Théorêt, Ing., M.Ing.

8.2 Généralités sur les transistors de puissance

Les transistors de puissance sont essentiellement les transistors bipolaires, les transistors à effet de champ MOS et les circuits intégrés. Ils sont utilisés pour contrôler et réguler de grandes quantités de puissance électrique dans diverses applications, telles que les systèmes de distribution d'énergie, les moteurs électriques, les onduleurs de puissance, etc. Il agit fréquemment comme un interrupteur électronique contrôlé par un signal d'entrée faible. Dans cette section, nous présentons quelques-unes des principales différences entre un transistor de puissance et un transistor classique, habituellement utilisé dans des applications à faible puissance.

8.2.1 Types de boitiers

Les transistors de puissance sont souvent disponibles dans des boîtiers plus grands et plus robustes que les transistors classiques. Ces boîtiers sont conçus pour fournir une meilleure dissipation de chaleur et une plus grande résistance mécanique, ce qui est nécessaire pour gérer les niveaux de puissance élevés. Les transistors de puissance sont généralement encapsulés dans des boîtiers métalliques ou céramiques pour améliorer leur capacité à dissiper la chaleur. Leurs connexions sont surdimensionnées afin de supporter des courants élevés et répondre aux exigences des normes d'isolement électrique. La Figure 8-1 montre quelques types de boitier de transistors de puissance.

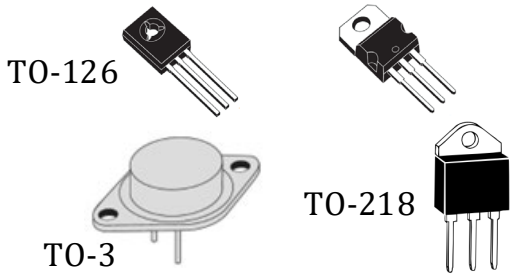


Figure 8-1 Quelques boitiers standard de transistor de puissance.

8.2.2 Transistors complémentaires

En régime de puissance, il n'est pas rare de devoir utiliser deux transistors de types différents : NPN et PNP, présentant des caractéristiques identiques mais inversées. Cette approche est souvent nécessaire pour des applications telles que les amplificateurs de puissance, les amplificateurs opérationnels, ou les étages de sortie dans les circuits électroniques.

Les fabricants produisent des ensembles de transistors NPN et PNP, connus sous le nom de *transistors complémentaires* (ou « *Complementary Transistors* » en anglais), afin de satisfaire ces exigences particulières. Cette approche permet de concevoir des circuits symétriques et équilibrés en utilisant des transistors de polarités opposées mais aux caractéristiques équivalentes. Cette symétrie est

essentielle pour garantir un fonctionnement stable et efficace des systèmes électroniques en régime de puissance.

Il est pertinent de mentionner que bien que la plupart des transistors complémentaires soient destinés à des applications de puissance, certains modèles à faible puissance sont également disponibles, couvrant ainsi un éventail plus large d'utilisations. Voici quelques exemples de transistors complémentaires couramment utilisés : le 2N4401 (NPN) et le 2N4403 (PNP), le TIP41 (NPN) et le TIP42 (PNP), le TIP140 (NPN) et le TIP145 (PNP), ainsi que le 2N3055 (NPN) et le MJ2955 (PNP).

8.2.3 Courant et tension de fonctionnement

Grâce à leur technologie de fabrication, les transistors de puissance sont adaptés pour gérer des courants et des tensions plus élevés. Ils surpassent les transistors classiques en termes de capacité à supporter des courants et des tensions élevés. Avec des limites de tension allant de plusieurs centaines à plusieurs milliers de volts et une capacité à supporter des courants de plusieurs dizaines à plusieurs centaines d'ampères, ils sont idéaux pour les applications nécessitant une gestion de charges importantes et une haute puissance.

À titre d'exemple, la fiche technique du transistor 2N3055, nous indique un courant de collecteur I_C = 15 A pour un I_B = 7 A et V_{CE} = 60 V_{dc} à T_A = 25 °C.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector−Emitter Voltage	V_{CEO}	60	Vdc
Collector−Emitter Voltage	V_{CER}	70	Vdc
Collector−Base Voltage	V_{CB}	100	Vdc
Emitter−Base Voltage	V_{EB}	7	Vdc
Collector Current − Continuous	I_C	15	Adc
Base Current	I_B	7	Adc
Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate Above 25°C	P_D	115 0.657	W W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	−65 to +200	°C

Figure 8-2 Extrait de la fiche technique du transistor 2N3055.
« Source : *On Semiconductor* »

8.2.4 Bêta en fonction de *Ic*

Nous savons que dans un transistor, le gain statique (β) diminue généralement avec l'augmentation du courant de collecteur (I_C). Ce phénomène, déjà présenté au chapitre 5 (section 5.4.6), mérite une attention particulière dans le contexte des transistors de puissance, où il est souvent plus prononcé en raison des courants de collecteur habituellement plus élevés.

La diminution du gain statique (β) est principalement dû à la saturation du transistor et à l'augmentation des courants de fuite internes. Ainsi, bien que l'augmentation du courant de collecteur puisse augmenter la puissance de sortie, elle entraîne généralement une diminution du gain statique, ce qui nécessite une gestion appropriée pour maintenir les performances optimales du transistor. À titre d'exemple, la Figure 8-3 montre les courbes du gain statique en fonction du courant de collecteur (I_C) du transistor de puissance 2N3055.

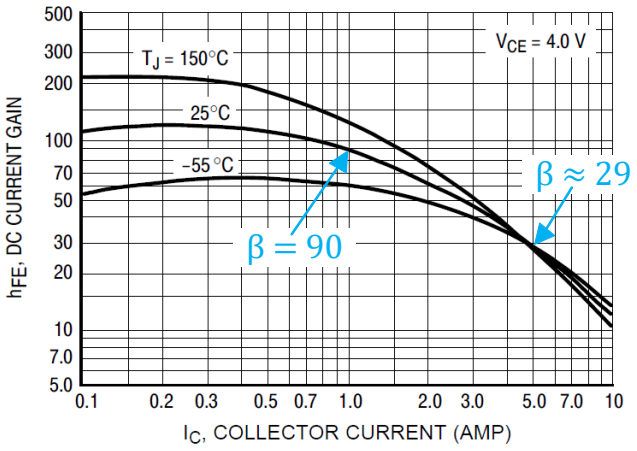


Figure 8-3 Courbes gain statique en fonction du courant de collecteur
Extrait de la fiche technique du transistor 2N3055.
« Source : *On Semiconductor* »

À une température de boîtier de 25°C, on constate un gain statique de 90 pour un courant de collecteur (I_C) de 1 A. Cependant, cette valeur diminue considérablement avec l'augmentation du courant, chutant à seulement 29 lorsque le courant atteint 5 A.

8.2.5 Dissipation thermique

En raison de la manipulation de puissance plus élevée, les transistors de puissance doivent gérer efficacement la chaleur générée. Cependant, cela nécessite souvent des dissipateurs de chaleur et des systèmes de refroidissement sophistiqués. L'étude de la dissipation thermique sera abordée de manière détaillée dans les sections 8.7 et 8.8 du présent chapitre.

8.2.6 Efficacité et vitesse de commutation

Les transistors de puissance présentent généralement une efficacité énergétique supérieure à celle des transistors classiques, grâce à leur aptitude à gérer des niveaux de puissance plus élevés avec moins de pertes. Cependant, en ce qui concerne la vitesse de commutation, les transistors de puissance peuvent être légèrement moins performants que certains transistors classiques, en raison de leur conception interne et de leur capacité à supporter des tensions et des courants plus élevés. Le phénomène du temps de commutation du transistor sera présenté dans la section 8.6.5 du présent chapitre.

8.3 Puissance dissipée dans le transistor BJT

Dans le domaine de l'électronique de puissance, la gestion efficace de la puissance dissipée dans les transistors bipolaires à jonction (BJT) représente un défi majeur. Cette section offre un rappel des concepts fondamentaux de la puissance au sein d'un transistor bipolaire en explorant ses caractéristiques essentielles.

8.3.1 Puissance nominale d'un transistor BJT

Le transistor reçoit une certaine puissance électrique (fournie par la source d'alimentation) qui est transformée en chaleur essentiellement au niveau des jonctions. Au point de repos, cette puissance est égale à :

$$P_D = \underbrace{V_{BEQ} \cdot I_{EQ}}_{jonction\ B-E} + \underbrace{V_{CBQ} \cdot I_{CQ}}_{jonction\ B-C}$$

Équation 8-1 Puissance dissipée totale dans un transistor BJT.

Les deux jonctions ne dissipent pas la même puissance. Elles sont traversées par des courants sensiblement égaux ($I_{EQ} \approx I_{CQ}$) mais sont soumises à des tensions très différentes ($V_{CBQ} \gg V_{BEQ}$). Donc, la jonction B-C dissipe pratiquement la totalité de la puissance :

$$P_D = V_{CBQ} \cdot I_{CQ}$$

Équation 8-2 Puissance dissipée dans un transistor BJT.

ou, pour une estimation plus précise :

$$P_D \approx V_{CEQ} \cdot I_{CQ}$$

Équation 8-3 Puissance dissipée approximative dans un transistor BJT.

En utilisant V_{CEQ} à la place de V_{CBQ}, la formule reflète mieux la réalité opérationnelle du transistor. C'est souvent une approximation valable, surtout dans les applications pratiques où le transistor est utilisé dans sa zone active et où V_{CE} est majoritairement responsable de la dissipation de puissance.

8.3.2 Dissipation de puissance maximale

La limite de puissance que peut dissiper un transistor (valeur annoncée par le constructeur) est définie en général pour une température limite de jonction ($T_{J(max)}$), en tenant compte à la fois de la température du boîtier du transistor et de la température ambiante environnante.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Les transistors, comme beaucoup d'autres composants électroniques, ont des spécifications de puissance maximale pour différentes températures. Leurs fiches techniques présentent généralement deux valeurs : une pour la température du boîtier (*Tc*) et une pour la température ambiante (*Ta*).

1. **Dissipation de puissance maximale pour la température du boîtier (*Tc*)** : Cette valeur indique la quantité maximale de chaleur que le transistor peut dissiper lorsque la température de son boîtier (la partie extérieure du composant) est maintenue à un niveau spécifique.

2. **Dissipation de puissance maximale pour la température ambiante (*Ta*)** : Cette valeur indique la quantité maximale de chaleur que le transistor peut dissiper lorsque la température ambiante de l'environnement dans lequel le transistor est utilisé est maintenue à un niveau spécifique.

Les fiches signalétiques (Figure 8-50) spécifient souvent la puissance dissipée nominale $P_{D(\max)}$ d'un transistor à la température ambiante de 25 °C. Ainsi, le transistor 2N4401 a une puissance $P_{D(max)}$ de 625 mW pour une température ambiante T_A de 25 °C et une puissance $P_{D(\max)}$ de 1,5 W pour une température ambiante T_C de 25 °C.

Ceci signifie qu'un transistor 2N4401 peut avoir une dissipation de puissance de repos allant jusqu'à 625 mW, tant que la température ambiante est de 25 °C, permettant ainsi au transistor de fonctionner dans ses spécifications. De plus, le transistor 2N4401 a une puissance maximale de dissipation $P_{D(\max)}$ de 1,5 W lorsque la température du boîtier (T_C) est de 25 °C. Ainsi, il peut dissiper jusqu'à 1,5 W tant que la température du boîtier ne dépasse pas 25 °C, garantissant le bon fonctionnement du transistor dans ses limites. Il est impératif de ne jamais dépasser la température maximale de la jonction ($T_{J(max)}$), qui est de 150 °C pour le transistor 2N4001, quelle que soit la situation.

Nous explorerons en détail plus tard comment prendre en compte ces valeurs de T_C et T_A en fonction des exigences opérationnelles spécifiques du transistor, telles que les conditions environnementales, les contraintes thermiques et les besoins de dissipation de chaleur.

8.3.3 Facteur de réduction de puissance

Dans notre étude des diodes, nous avons présenté un facteur de réduction de puissance, cette caractéristique se retrouve également chez les transistors. Lorsque les fabricants nous indiquent la puissance maximale que peut dissiper le transistor, il se base sur une température ambiante donné (souvent 25 °C). Or, nous avons appris que la puissance qu'un transistor pouvait dissiper dépendait essentiellement de la température limite de la jonction ($T_{J(\max)}$). Par conséquent, si la température ambiante est plus élevée que la normale spécifiée, il faudra réduire la dissipation de puissance du transistor.

Les fiches techniques fournissent également un *facteur de réduction,* (Da : « *derate above* 25 °C », en anglais) pour chaque degré au-dessus de 25 °C. Par exemple, le facteur de réduction pour un transistor 2N4401 est de 5 mW/°C. Qu'advient-il si la température ambiante est supérieure à 25 °C ? Nous devons réduire la puissance nominale du transistor. Pour le transistor 2N4401, ceci veut dire qu'il faut réduire la puissance nominale de 5 mW pour chaque degré au-dessus de 25 °C.

L'équation suivante permet de calculer la puissance nominale à une température donnée :

$$P_{D(max)} = P_{D(25°C)} - Da \cdot (T_A - 25\ °C)$$

Équation 8-4 Facteur de réduction de puissance.

Où $P_{D(max)}$: est la puissance dissipée dans le transistor à la température T_A, en watts [W];
$P_{D(25°C)}$: est la puissance dissipée dans le transistor à 25°C, en watts [W];
D_A : est le facteur de réduction de puissance, en watts par degrés Celsius [W/°C];
T_A : est la température ambiante, en degrés Celsius [°C].

Nous pouvons, pour rendre les choses plus concrètes, représenter graphiquement cette relation. On obtient un diagramme qui ressemble à celui de la Figure 8-4 et qui montre clairement la réduction de puissance qu'il faut accepter lorsque la température ambiante ou du boitier excède T_A ou T_C.

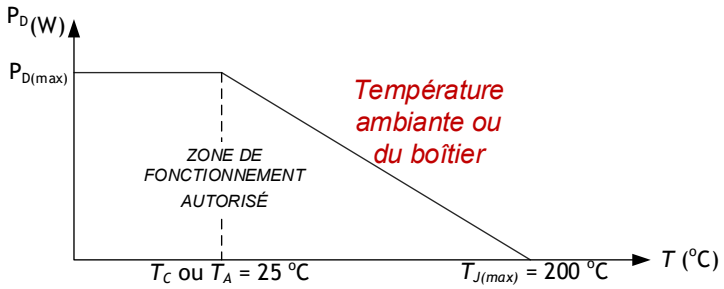


Figure 8-4 Courbe de réduction de la puissance en fonction de la température ambiante ou du boîtier.

En conclusion, lorsque le transistor dissipe de la puissance, il y aura élévation de température de la jonction par rapport à la température ambiante. Plus la puissance sera importante, plus l'élévation de température sera grande. Lorsque la température du boîtier ou de l'ambiance augmente, la puissance maximale que peut dissiper (supporter) diminue. La Figure 8-5 présente la courbe de réduction de puissance tirée de la fiche technique du transistor TIP41.

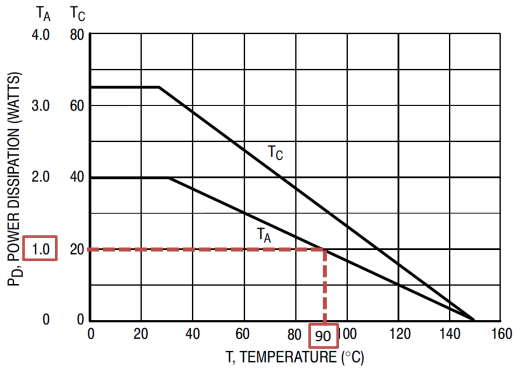


Figure 8-5 Courbe de réduction de la puissance du transistor TIP41.
« Source : *On Semiconductor* »

Selon la courbe de réduction (Figure 8-5), la puissance maximale admissible est de 1 W pour une température ambiante de 90 °C.

Exemple 8.1

Quelle est la puissance dissipée nominale du transistor 2N4401 à une température ambiante de 100 °C.

Solution :

$$P_{D(max)} = P_{D(25°C)} - Da \cdot (T_A - 25\ °C)$$

$$P_{D(max)} = 625\ mW - 0{,}005\ W/°C \cdot (100\ °C - 25\ °C) = \ 250\ mW$$

Un transistor 2N4401 ne peut donc dissiper plus de 250 mW lorsque la température ambiante est de 100 °C.

Exemple 8.2

Quelle est la puissance dissipée nominale du transistor 2N3055 à une température ambiante de 85 °C.

Solution :

$$P_{D(max)} = P_{D(25°C)} - Da \cdot (T_C - 25\ °C)$$

$$P_{D(max)} = 115\ W - 0{,}657\ W/°C \cdot (85\ °C - 25\ °C) = \ 75{,}58\ W$$

Un transistor 2N3055 ne peut donc dissiper plus de 75,58 W lorsque la température ambiante est de 85 °C.

8.3.4 Zone de second claquage d'un transistor bipolaire de puissance

Pour les transistors de puissance, il existe deux limites à la capacité de traitement de puissance : la température maximale de la jonction et la *zone de second claquage*. La zone de second claquage d'un transistor bipolaire de puissance représente une région sensible dans ses caractéristiques de fonctionnement, associée à deux paramètres essentiels : le courant de collecteur (I_C) et la tension collecteur-émetteur (V_{CE}).

Lorsque le transistor est opéré dans cette zone, il peut subir un phénomène connu sous le nom de *claquage secondaire* (« *second breakdown* » en anglais). Ce phénomène peut se produire lorsque la dissipation de puissance dépasse une certaine limite, c'est-à-dire, lorsque le courant de collecteur dépasse une valeur critique et/ou lorsque la tension collecteur-émetteur atteint un niveau déterminé. Cela peut potentiellement endommager le transistor si cette condition n'est pas contrôlée.

En pratique, dépasser une certaine dissipation de puissance conduit à une élévation de la température de la jonction du transistor. Lorsque cette température atteint un niveau critique, une avalanche de porteurs de charge peut se produire à la jonction collecteur-base dont la cause principale est une concentration de courant. Ceci a pour conséquence de créer des zones plus chaudes appelées *points chauds* ou « *hot spots* ». La température à l'intérieur de ces zones peut dépasser un seuil critique bien avant que le reste de la puce en silicium ne soit affecté. À ce moment, le courant de collecteur (I_C) croît très vite en même temps que la tension collecteur-émetteur (V_{CE}) diminue, ce qui provoque un emballement thermique, suivi éventuellement par un claquage du transistor.

Ce phénomène survient pour des niveaux de tension (V_{CE}) et de courant (I_C) déterminés pour chaque type de transistor. Les fabricants de transistors fournissent généralement des graphiques ou des courbes spécifiant les limites de cette zone pour garantir un fonctionnement sûr et fiable du transistor. Pour le transistor de puissance bipolaire ces limites sont regroupées sur un diagramme courant-tension appelé *aire de sécurité* (« *SOA* » ou « *Safe Operating Area* », en anglais).

Les courbes de la zone de fonctionnement sécurisée fournissent des indications précieuses sur les limites $I_C - V_{CE}$ du transistor. Respecter ces limites est essentiel pour assurer un fonctionnement fiable; en d'autres termes, il est impératif de ne pas dépasser la dissipation de puissance définie par ces courbes pour éviter toute défaillance du transistor.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

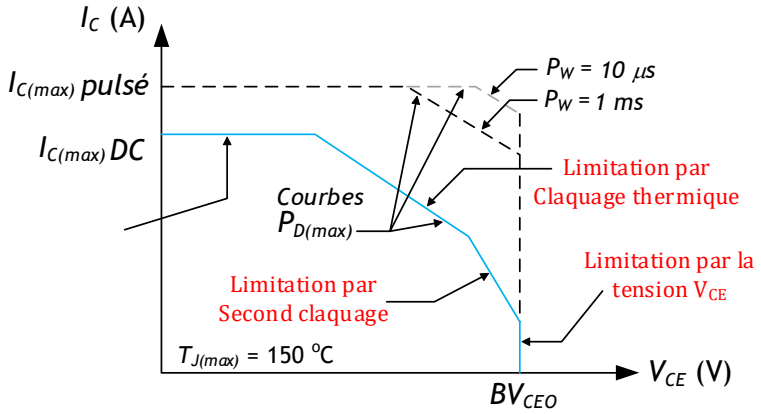


Figure 8-6 Aire de sécurité typique d'un transistor BJT de puissance en fonction de I_C et V_{CE}.

La Figure 8-6 illustre les courbes typiques de l'aire (ou zone) de sécurité en régime permanent d'un transistor de puissance en fonction du courant (I_C) et de la tension (V_{CE}). Les informations présentées dans ces courbes sont toujours établies en considérant une température maximale, soit de la jonction soit du boîtier, et incluent les spécifications suivantes :

- B_{VCEO} : la *tension de rupture*, aussi appelée *tension de claquage ou d'avalanche*,
- $P_{D(max)}$: dissipation de puissance maximale;
- $I_{C(max)}$ DC : courant de collecteur maximum admissible en courant continu;
- P_W : La largeur de l'impulsion (« *pulse width* »).

Comme le montre la Figure 8-6, on remarque que les courbes de puissance maximale $P_{D(max)}$ sont délimitées par un certain contour, formant l'aire de sécurité (*SOA*), dont chaque segment correspond à une limitation physique du transistor. Ces limitations sont au nombre de quatre :

1. La limitation par le courant maximal du collecteur $I_{C(max)}$.
2. La limitation par claquage thermique $T_{J(max)}$ (ou puissance maximale).
3. La limitation par second claquage.
4. La limitation par la tension colleteur-émetteur maximale, B_{VCEO}.

En plus de la courbe de fonctionnement en courant continu (représentée par un trait plein bleu), les courbes de la zone de fonctionnement sécurisé comprennent un ensemble de courbes supplémentaires applicables en régime impulsionnel, pour une largeur d'impulsion donnée (ou un rapport cyclique, « *duty cycle* »).

En régime impulsionnel, l'aire de sécurité s'étend jusqu'aux limites définies par les contours en tirets appelé *Zone de Fonctionnement Sécurisé en Polarisation Directe* (« *FBSOA* » ou « *Forward Biased Safe Operating Area* »), dont certaines ne peuvent être franchies que pendant des durées spécifiées. En général, ces durées sont de 1 % de la période du signal de commande pour une température T_C = 25°C et $T_J = T_{J(max)}$, parfois 50 % de la période pour T_C = 70°C et $T_J = T_{J(max)}$. Cependant, il est impératif que la température de jonction (T_J) ne dépasse jamais $T_{J(max)}$, même brièvement, et qu'elle revienne à sa valeur normale avant une nouvelle impulsion.

À titre d'exemple, voici le diagramme de l'aire de sécurité du transistor de puissance MJ802 (Figure 8-7).

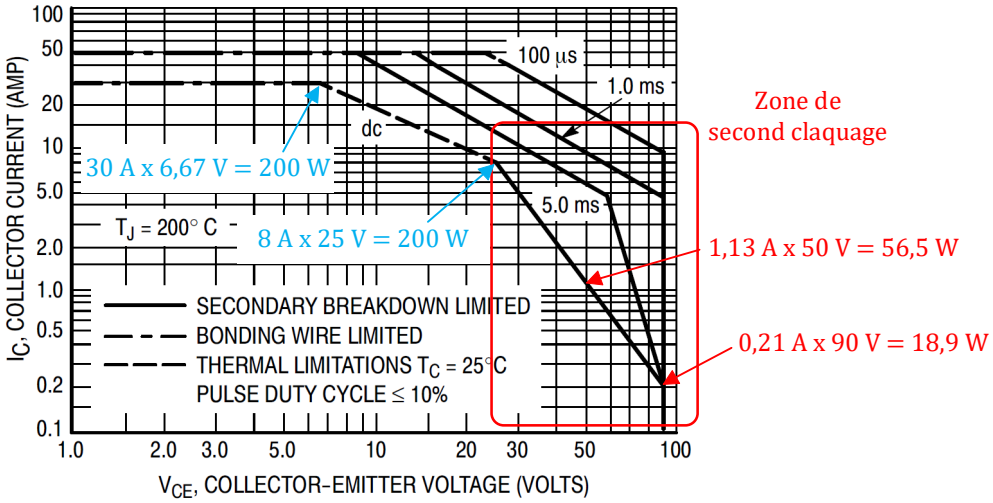


Figure 8-7 Extrait de la fiche technique du transistor MJ802.
« Source : *On Semiconductor* »

Les données de la Figure 8-7 sont basées sur une température de boîtier T_C = 25°C et une température de jonction $T_{J(max)}$ = 200°C. Selon le manufacturier, les limites par second claquage en régime impulsionnel sont valables pour des rapport cyclique (« *duty cycle* ») allant jusqu'à 10 % mais doivent être ajustées conformément au facteur de réduction de puissance en fonction de la température d'opération.

La courbe ci-dessus révèle que le transistor MJ802 est capable de dissiper 200 W jusqu'à un V_{CE} de 25 V, à une température de boîtier de 25°C. Néanmoins, cette capacité diminue considérablement lorsque la tension V_{CE} atteint 90 V, limitant la dissipation à seulement 18,9 W. La zone de second claquage, mise en évidence par cette courbe, représente un point critique dans les applications linéaires telles que l'amplification de puissance, par exemple alimenter des haut-parleurs. Dans de telles situations, les transistors de puissance sont soumis à des conditions de tension élevées et à des demandes de courant importantes afin de fournir la puissance désirée. Cette contrainte peut entraîner une dégradation rapide des performances du transistor et même des défaillances irréversibles si elle n'est pas correctement gérée.

Pour garantir un fonctionnement en dessous de la température maximale $T_{J(max)}$, il est impératif d'appliquer le facteur de réduction de puissance en fonction de la température d'opération, tant pour les conditions de régime permanent que pour les conditions de puissance en régime impulsionnel.

Remarque : la destruction d'un transistor par second claquage se traduit en général par un court-circuit entre le collecteur et l'émetteur.

Exemple 8.3

Selon la fiche signalétique du transistor TIP120 (Section 8.9.5), pour une température de boîtier de 25 °C, déterminez la puissance dissipée maximale du transistor dans les meilleures conditions et pour une tension V_{CE} de 60 volts.

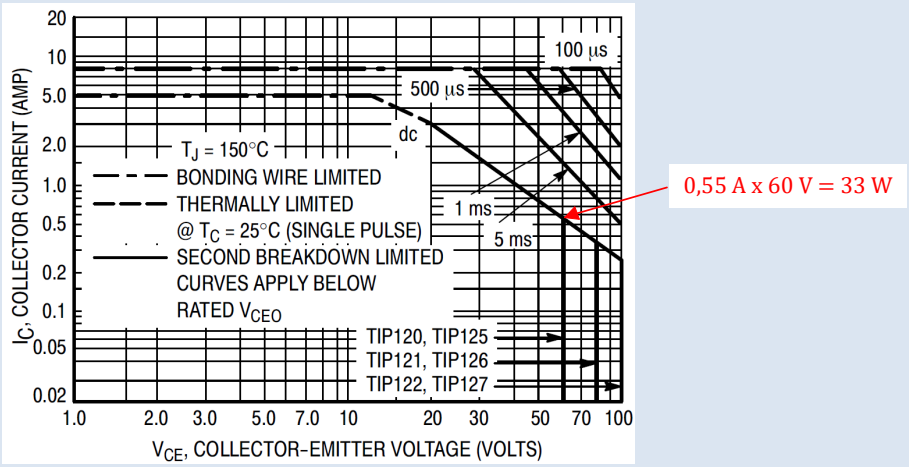
Solution :

La puissance dissipée maximale du transistor dans les meilleures conditions est de 65 watts. Nous retrouvons cette information à plusieurs endroits, notamment, à la première page et dans le tableau « *maximum ratings* ».

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	TIP120, TIP125	TIP121, TIP126	TIP122, TIP127	Unit
Total Power Dissipation @ T_C = 25°C	P_D	65			W
Derate above 25°C		0.52			W/°C

Selon le diagramme de l'aire de sécurité du transistor, le courant du collecteur (I_C) est d'environ 0,55 A pour une tension V_{CE} de 60 volts.



$$P_{D\,(max)\,\text{à}\,T_C\,=\,25°C} \approx V_{CEQ} \cdot I_{CQ} = 60\,V \cdot 0{,}55\,A = 33\,W$$

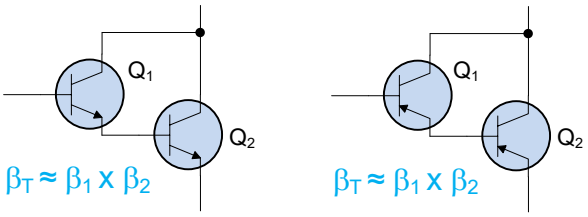
Le transistor TIP120 ne peut donc dissiper plus de 33 W lorsque sa tension V_{CE} est de 60 volts.

8.4 Associations de transistors

Dans certains cas, il peut arriver que le gain en courant continu (β) d'un transistor ne suffise pas à garantir le fonctionnement d'un circuit, ou que le courant disponible pour piloter un dispositif soit trop faible. Dans de telles situations, il est possible de recourir à une association de transistors. Cette section se penchera sur deux des configurations les plus courantes permettant d'obtenir un gain de courant élevé : le *montage Darlington* et le *montage Alpha (*ou *Darlington complémentaire)*.

8.4.1 Montage Darlington

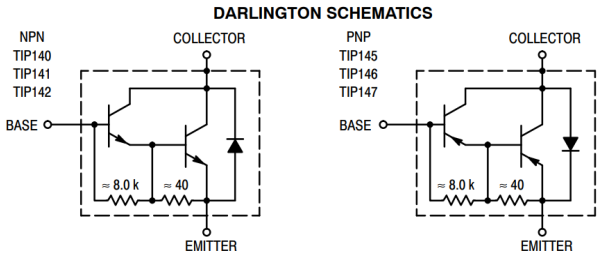
L'augmentation significative du gain en courant d'un transistor de puissance est obtenue en alimentant sa base avec un courant provenant d'un autre transistor. Ce principe fondamental est à la base du *montage Darlington*, du nom de son inventeur, Sidney Darlington. Ce montage consiste à combiner deux transistors de manière que le courant amplifié du premier transistor alimente la base du second, afin d'obtenir un gain en courant accru. Ces montages se branchent comme illustré à la Figure 8-8.



a) Transistor NPN b) Transistor PNP

Figure 8-8 Transistor branché en Darlington.

Dans la Figure 8-8a, le courant d'émetteur du premier transistor (I_{EQ1}), qui correspond au courant de base (I_{BQ1}) amplifié par β_1, sert de courant de base pour le deuxième transistor (I_{BQ2}), qui le multiplie par son facteur de gain β_2. Il est important de souligner que le gain total β_{total} est approximativement égal au produit des gains β_1 et β_2. En raison de leur utilisation répandue, les transistors Darlington de puissance sont généralement intégrés dans un même boitier. Citons les références suivantes : TIP140 et TIP145.



- High DC Current Gain –
  Min h_{FE} = 1000 @ I_C
  = 5.0 A, V_{CE} = 4 V

Figure 8-9 Caractéristiques des transistors Darlington TIP140 et TIP145.

Le transistor Darlington est donc un transistor de forte puissance avec un grand gain β. Attention, se rappeler que la différence de potentiel entre base et émetteur du transistor Darlington intégré est égale à 2 fois 0,6 Volt environ.

Exemple 8.4

Trouver : I_{CQ1}, I_{EQ1}, I_{BQ2}, I_{CQ2}, I_{EQ2}, I_T, I_T/I_{BQ1} et est-ce que $I_{BQ1} + I_T = I_{EQ2}$?

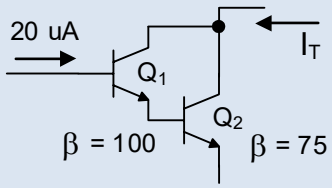


Figure 8-10 Transistor branché en Darlington pour l'Exemple 8.4

Solution :

$I_{CQ1} = \beta \times I_{BQ1} = 100 \times 20\ \mu A = 2\ mA$

$I_{EQ1} = I_{BQ1} + I_{CQ1} = 20\ \mu A + 2\ mA = 2{,}02\ mA$

$I_{BQ2} = I_{EQ1} = 2{,}02\ mA$

$I_{CQ2} = I_{BQ2} \times \beta = 2{,}02\ mA \times 75 = 151{,}5\ mA$

$I_{EQ2} = I_{BQ2} + I_{CQ2} = 2{,}02\ mA + 151{,}5\ mA = 153{,}52\ mA$

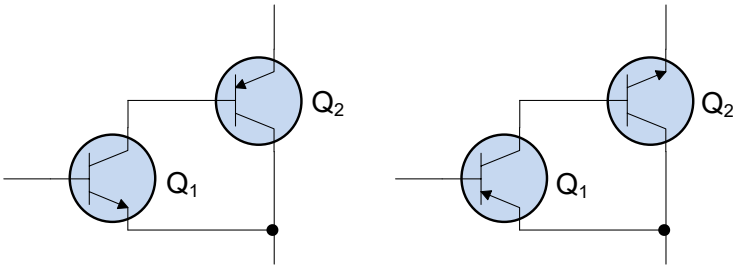
$I_T = I_{CQ1} + I_{CQ2} = 2\ mA + 151{,}5\ mA = 153{,}5\ mA$

$I_T/I_{BQ1} = 153{,}5\ mA / 20\ \mu A = 7675$

$20\ \mu A + 153{,}5\ mA = 153{,}52\ mA$!!! (Nœud de courant OK)

8.4.2 Montage Alpha (ou *Sziklai* ou Darlington complémentaire)

Une autre méthode pour obtenir un gain en courant plus élevé consiste à brancher deux transistors en configuration *Alpha*. Ce montage repose sur le même principe que le montage Darlington, en utilisant le courant amplifié du premier transistor (I_{CQ1}) pour contrôler la base du second (I_{BQ2}). La différence réside dans le fait que le montage Alpha utilise à la fois des transistors NPN et PNP. Ce montage est souvent appelé montage en *Darlington complémentaire* due au fonctionnement complémentaire des deux types de transistors. Il est à noter que ce type de configuration n'est pas intégré dans un même boîtier. La Figure 8-11 illustre les branchements typiques du montage alpha.



a) Transistor NPN et PNP b) Transistor PNP et NPN

Figure 8-11 Transistor branché en Darlington complémentaire.

Exemple 8.5

Trouver : I_{CQ1}, I_{EQ1}, I_{BQ2}, I_{CQ2}, I_{EQ2}, et I_T.

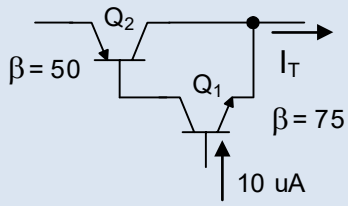


Figure 8-12 Transistor branché en Darlington pour l'Erreur ! Source du renvoi introuvable.

Solution :

$I_{CQ1} = \beta_{Q1} \times I_{BQ1} = 75 \times 10\ \mu A = 750\ \mu A$

$I_{EQ1} = I_{BQ1} + I_{CQ1} = 10\ \mu A + 750\ \mu A = 760\ \mu A$

$I_{BQ2} = I_{CQ1} = 750\ \mu A$

$I_{CQ2} = \beta_{Q2} \times I_{BQ2} = 50 \times 750\ \mu A = 37{,}5\ mA$

$I_{EQ2} = I_{BQ2} + I_{CQ2} = 750\ \mu A + 37{,}5\ mA = 38{,}25\ mA$

$I_T = I_{CQ2} + I_{EQ1} = 37{,}5\ mA + 760\ \mu A = 38{,}26\ mA$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

8.5 Amplificateurs de puissance

Les amplificateurs de puissance occupent une place importante, particulièrement dans les applications à basse et moyenne fréquences. Parmi les différentes configurations disponibles, les amplificateurs de classe B et de classe AB se démarquent par leur efficacité améliorée par rapport à la classe A, grâce à l'utilisation de deux transistors travaillant en alternance, formant ce que l'on appelle un *montage* « *push-pull* ». Dans cette section, nous explorerons les principes de fonctionnement et les caractéristiques du montage d'amplification « *push-pull* », tout en explorant les spécificités des amplificateurs en classes B et AB.

8.5.1 Amplificateur en classe B

Au chapitre 7, nous avons appris qu'en classe B, un amplificateur utilise le transistor dans une configuration où il ne conduit du courant que pendant une demi-période du signal d'entrée alternatif. Dans cette configuration, la tension V_{BE} typique nécessaire pour que le transistor commence à conduire est d'environ 0,6 volts. Ainsi, lorsque le signal d'entrée dépasse cette tension, le transistor correspondant devient actif et commence à amplifier le signal. En revanche, lorsque le signal d'entrée est inférieur à cette tension, le transistor reste inopérant ou en mode de coupure, ne laissant passer aucun courant significatif. Le transistor fonctionne dans sa région linéaire que pour l'alternance positive. La Figure 8-13 illustre le principe de l'amplificateur en classe B avec un transistor NPN.

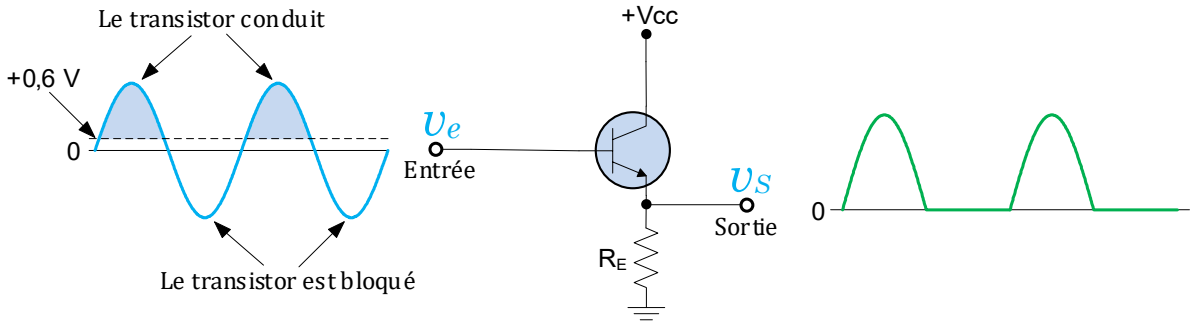


Figure 8-13 Amplificateur à transistor en classe B avec transistor NPN.

8.5.2 Montage « *Push-pull* »

Dans un montage « *push-pull* », on utilise deux transistors, généralement un transistor NPN et un transistor PNP. Les termes « *push* » et « *pull* » font référence à la configuration du montage où un transistor pousse le courant dans la charge tandis que l'autre tire le courant depuis la charge, permettant ainsi une amplification bidirectionnelle efficace du signal. Habituellement, le montage comporte deux alimentations symétriques par rapport à la masse (alimentation bipolaire symétrique) fournissant l'énergie aux deux transistors complémentaires Q_1 et Q_2.

Le terme complémentaire veut dire que les caractéristiques des composants sont identiques, aux signes près (voir la section 8.2.2 pour plus de détails). La Figure 8-14 montre le schéma de base du montage push-pull avec une alimentation bipolaire symétrique.

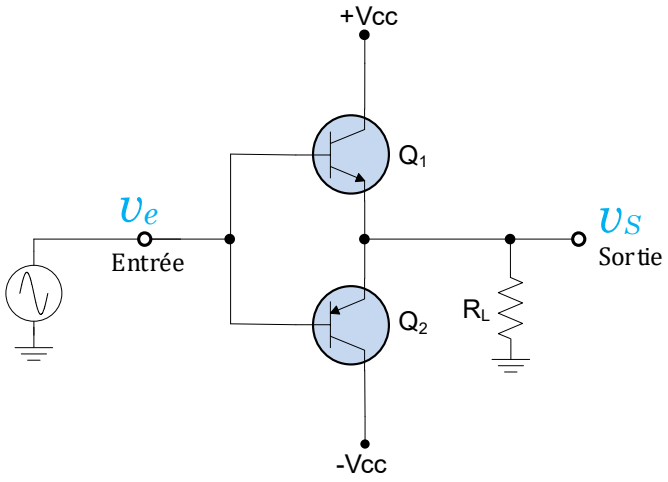


Figure 8-14 Schéma de base du montage push-pull.

Le montage push-pull est couramment utilisé dans les amplificateurs de puissance audio, les circuits de commutation et d'autres applications nécessitant une amplification précise et efficace des signaux alternatifs.

8.5.3 Description du fonctionnement

Dans le montage push-pull, chaque transistor ne conduit que pendant la moitié du cycle du signal d'entrée alternatif correspondant à sa polarité. Rappelons que :

- Pour un transistor NPN, la conduction se produit lorsque sa jonction base-émetteur est positivement polarisée à une tension de 0,6 V à 25°C.
- Pour un transistor PNP, la conduction a lieu lorsque sa jonction base-émetteur est négativement polarisée à une tension également de 0,6 V à 25°C.

Lorsque le signal d'entrée est positif, le transistor NPN conduit, ***poussant*** (« *push* ») le courant à travers la charge, tandis que le transistor PNP est en mode de coupure (Figure 8-15). De manière similaire, lorsque le signal d'entrée est négatif, le transistor PNP conduit, ***tirant*** (« *pull* ») le courant à travers la charge, alors que le transistor NPN est en mode de coupure (Figure 8-16).

Chacun des deux transistors s'occupe donc de la moitié du signal d'entrée. Cette configuration permet d'optimiser l'efficacité énergétique en réduisant la consommation de courant de repos lorsque le signal d'entrée est proche de zéro.

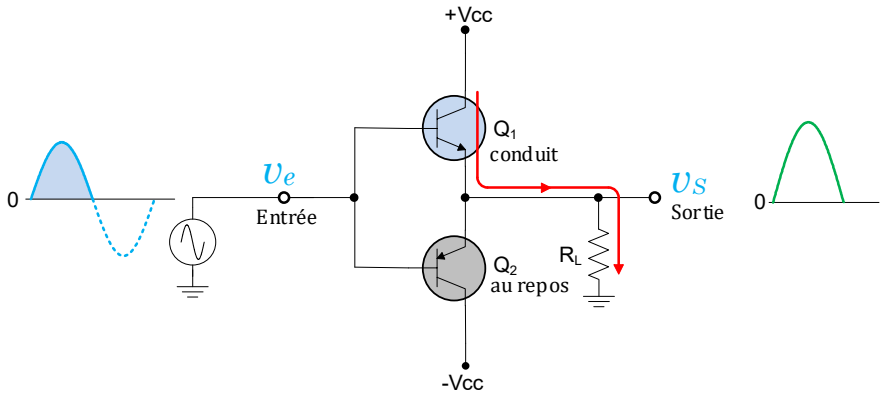


Figure 8-15 Fonctionnement pendant l'alternance positive du montage push-pull.

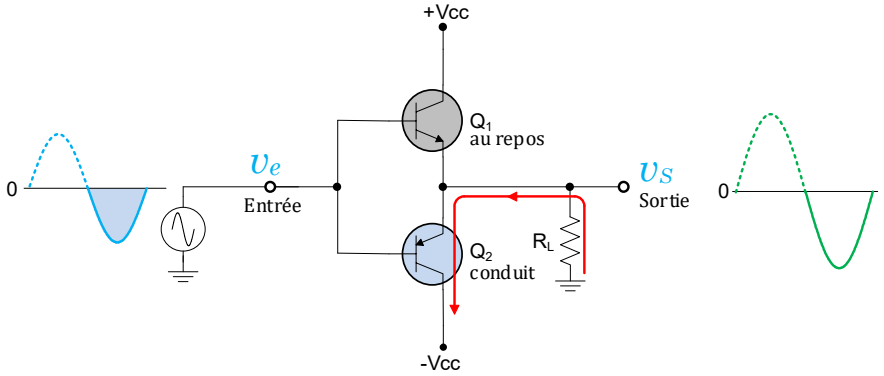


Figure 8-16 Fonctionnement pendant l'alternance négative du montage push-pull.

8.5.4 Distorsion de croisement

La configuration du montage push-pull présente un léger inconvénient : le point de croisement du courant ou de la tension de sortie ne se chevauchent pas parfaitement lors de la transition entre les demi-cycles positifs et négatifs du signal d'entrée. Cela entraîne une distorsion de la forme d'onde de sortie, connue sous le nom de *distorsion de croisement*. Cette distorsion se produit lorsque le transistor en mode de coupure prend le relais de l'autre transistor actif.

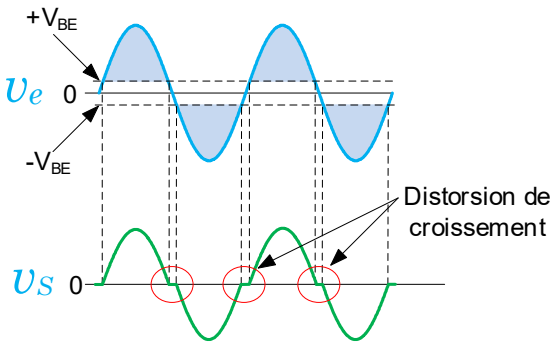


Figure 8-17 Distorsion de croissement du montage push-pull.

En conclusion, Le signal d'entrée doit atteindre une tension d'environ 0,6 V pour polariser correctement chaque transistor à tour de rôle, ce qui produit la distorsion de croisement, engendrant une discontinuité autour d'une portion du signal de sortie proche de 0 volt, c'est-à-dire entre ±0,6 V.

Cette distorsion, particulièrement notable avec des signaux de faible amplitude, par exemple, elle peut engendrer une altération désagréable du son, ce qui peut être particulièrement problématique dans les applications audios. Cette distorsion peut être minimisée en utilisant une polarisation légèrement supérieure à la tension de seuil des transistors, ce qui permet une transition plus fluide entre les deux transistors. Nous présentons ce type de montage à la prochaine section.

8.5.5 Montage push-pull en classe AB

Avec une conception appropriée et une polarisation soigneusement ajustée en classe AB, la distorsion de croissement peut être réduite à un niveau négligeable, permettant ainsi d'obtenir une reproduction fidèle du signal d'entrée. La façon de régler ce problème est de polariser à l'avance les transistors du montage push-pull. Une des techniques est d'utiliser un diviseur de tension et deux diodes. Ce diviseur de tension avec les diodes crée une tension de polarisation constante d'environ 1,2 V pour les jonctions base-émetteur des deux transistors, indépendamment du niveau du signal d'entrée.

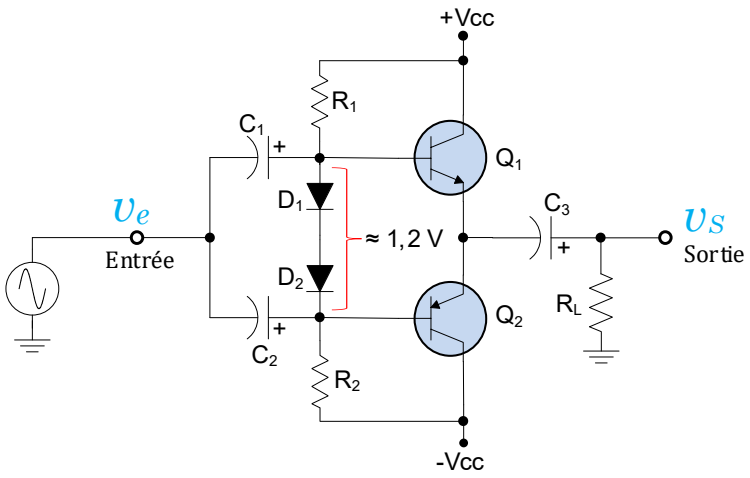


Figure 8-18 Schéma de base du montage push-pull en classe AB avec diodes.

Lorsque le signal d'entrée est faible ou proche de zéro, les transistors sont déjà légèrement conducteurs grâce à la tension des diodes. Ainsi, lorsque le signal commence à augmenter, les transistors sont déjà partiellement activés, ce qui réduit la distorsion de crossover en minimisant la période de transition entre les transistors. Si on considère que la tension base-émetteur de chaque transistor reste voisine de 0,6 V (ce qui est en pratique est le cas), le signal de sortie reste identique à celui de l'entrée.

Avec les variations de température, ce montage peut connaître des fluctuations de la tension de polarisation, ce qui peut affecter son fonctionnement. Pour assurer une stabilité thermique optimale du montage, il est important de choisir des diodes dont les caractéristiques de jonction se rapprochent de celles des transistors associés. Cela assure que les tensions de seuil des diodes évoluent de manière similaire aux variations de tension V_{BE} induites par les changements de température, ce qui maintient une polarisation uniforme et stable dans le circuit.

8.5.6 Montage push-pull avec circuit de polarisation à transistor

Bien que la polarisation à l'aide de deux diodes puisse réduire considérablement la distorsion de croisement dans un amplificateur, l'approche idéale pour garantir une qualité optimale consiste à intégrer un autre transistor en tant que régulateur de tension parallèle. Ce transistor supplémentaire est utilisé pour polariser à l'avance les deux transistors de puissance du montage push-pull. Celui-ci maintiendra la tension entre les deux bases à une valeur très stable. Cette tension est identifiée à la Figure 8-19 par V_{pol} (tension de polarisation).

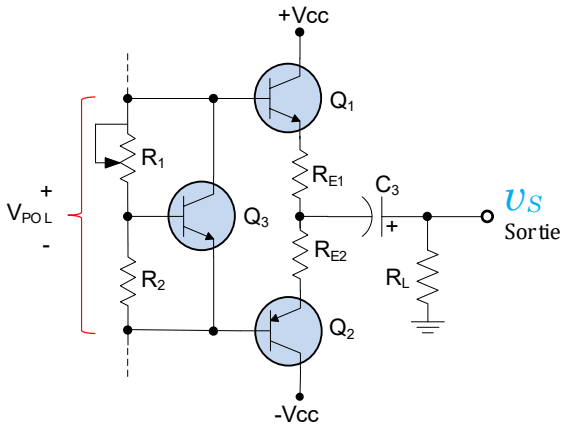


Figure 8-19 Montage push-pull en classe AB avec polarisation par transistor.

Les résistances R_{E1} et R_{E2}, en combinaison avec V_{pol}, contrôlent le courant de polarisation des transistors du montage push-pull à l'état repos. En général, leurs valeurs sont relativement faibles (< 1Ω). Pour l'analyse en régime statique du montage, reportons-nous la Figure 8-20.

Pour les courants d'émetteurs, nous aurons :

$$I_{EQ1} = I_{EQ2} = I_{RE1} = I_{RE2}$$

Équation 8-5

Donc,

$$V_{RE1} = V_{RE2}$$

Équation 8-6

Selon la loi de Kirchhoff en tension,

$$V_{POL} - V_{BEQ1} - V_{RE1} - V_{RE2} - V_{EBQ2} = 0$$

Équation 8-7

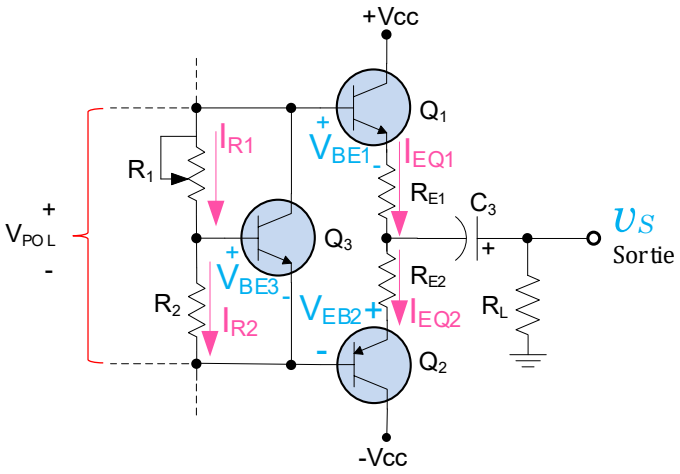


Figure 8-20 Montage push-pull en classe AB.

Pour des valeurs de de tension de jonction base-émetteur de 0,6 V, alors,

$$V_{POL} = 0{,}6\ V + V_{RE1} + V_{RE2} + 0{,}6\ V$$

Équation 8-8

On remarque que la résistance R_2 est en parallèle avec la jonction base-émetteur de Q_3, alors

$$V_{R2} = V_{BEQ3}$$

Équation 8-9

En négligeant les courants de base des transistors, on peut affirmer que

$$I_{R1} = I_{R2}$$

Équation 8-10

Selon la loi de Kirchhoff en tension,

$$V_{R1} = V_{POL} - V_{R2}$$

Équation 8-11

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 8.6

Pour le circuit de la Figure 8-20, supposons qu'un courant de 10mA traverse le collecteur de Q_3, que R_2 vaut 100 Ω, R_{E1} = R_{E2} = 0,5 Ω et que toutes les tensions de jonction base-émetteur soient 0,6 V. Si on désire un courant de repos de 25mA dans Q_1 et Q_2, à quelle valeur faut-il alors ajuster R_1 ?

Solution :

$$V_{RE1} = V_{RE2} = I_{RE1} \cdot R_{E1} = I_{EQ1} \cdot R_{E1} = 25\,mA \cdot 0{,}5\,\Omega = 12{,}5\,\text{mV}$$

$$V_{POL} = 0{,}6\,V + V_{RE1} + V_{RE2} + 0{,}6\,V = 0{,}6\,V + 12{,}5\,mV + 12{,}5\,mV + 0{,}6\,V = 1{,}225\,V$$

$$V_{R2} = V_{BEQ3} = 0{,}6\,V$$

$$I_{R1} = I_{R2} = \frac{V_{R2}}{R_2} = \frac{0{,}6\,V}{100\,\Omega} = 6\,mA$$

$$V_{R1} = V_{POL} - V_{R2} = 1{,}225\,V - 0{,}6\,V = 625\,mV$$

Alors R_1 doit être ajusté à

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{625\,\text{mV}}{6\,mA} = 104{,}17\,\Omega$$

En pratique, cet ajustement se fait en plaçant un voltmètre numérique aux bornes de R_{E1} et R_{E2}. La résistance R_1 est alors progressivement augmentée à partir de 0 Ω jusqu'à atteindre la tension souhaitée, qui est de 25 mV dans ce cas. Cette procédure doit être effectuée lorsque l'amplificateur est déjà à température de fonctionnement, c'est-à-dire déjà chaud.

Aussi, le transistor Q_3 est mécaniquement en contact avec le radiateur thermique de Q_1 et Q_2 de sorte à éviter l'emballement thermique. En effet, lorsqu'un transistor chauffe, ou est chauffé, sa tension de jonction base-émetteur diminue (-2 mV/°C). Il alors impératif que la tension de polarisation (V_{pol}) soit asservie à la variation des tensions des jonctions base-émetteur de Q_1 et Q_2. On y parvient en maintenant Q_3 à la même température que Q_1 et Q_2 en l'installant aussi sur le radiateur thermique supportant Q_1 et Q_2.

8.6 Transistor en régime de commutation

La commutation d'un transistor fait référence au processus de transition du transistor entre ses états actif (on) et bloqué (off), contrôlé par le signal appliqué à sa base. Lorsque le signal de commande (généralement appliqué à la base pour les transistors bipolaires) dépasse un certain seuil, le transistor passe de son état bloqué à son état actif, permettant le passage du courant entre le collecteur et l'émetteur.

Les applications du transistor en commutation sont nombreuses et variées, mais leur étude exhaustive excéderait les objectifs de ce document et serait excessivement longue. Par conséquent, nous nous limiterons à une présentation des concepts fondamentaux du transistor bipolaire en commutation pour une meilleure compréhension de son fonctionnement. Cela nous permettra d'avoir un minimum de connaissance pour l'étude futur les divers circuits d'applications.

8.6.1 Introduction

Une autre fonction majeure attribuée à l'utilisation d'un transistor est d'agir comme *un interrupteur*. On dit alors que le transistor fonctionne en *régime de commutation*. Dans ce mode de fonctionnement, il existe de multiples usages, on le retrouve dans les circuits de commande, il peut commander une DEL, un relais de contrôle, un moteur, etc. Il est également utilisé dans les circuits d'alimentations à découpage (en anglais, *switching power supply*), les onduleurs (*inverter*) et les amplificateurs numériques.

Figure 8-21 Diverses applications utilisant des transistors en régime de commutation.

Finalement, il est l'un des semi-conducteurs utilisés dans la réalisation des circuits intégrés numériques, (*CI* ou *IC* en anglais), telles les portes logiques, les compteurs, les mémoires d'ordinateur ou les microprocesseurs.

8.6.2 Zone de fonctionnement du transistor en commutation

Afin que le transistor se comporte comme un interrupteur, il faut le faire fonctionner dans sa zone de coupure et sa zone de saturation. À la Figure 8-22, nous pouvons y distinguer les deux régions (ou zones) correspondant à ces deux fonctionnements particuliers du transistor.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

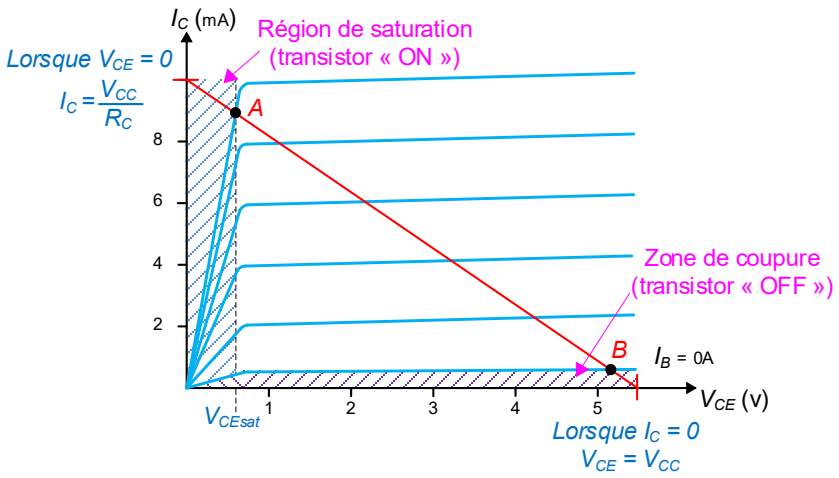


Figure 8-22 Zone de fonctionnement du transistor en régime de commutation.

Le point de fonctionnement en saturation correspond au point *A* sur la droite de charge. Dans cette région, la tension V_{CE} est très faible, de l'ordre de quelques dixièmes de volt, et le transistor est saturé. On note alors cette tension $V_{CE(sat)}$, tandis que le courant de collecteur est noté $I_{C(sat)}$. À l'inverse, en coupure, le point de fonctionnement se situe en *B* sur la droite de charge. Le courant de collecteur IC devient alors quasi nul, indiquant que le transistor est bloqué. La tension collecteur-émetteur dans cette région est notée $V_{CE(coupé)}$. Le circuit de base en régime de commutation est illustré à la Figure 8-23.

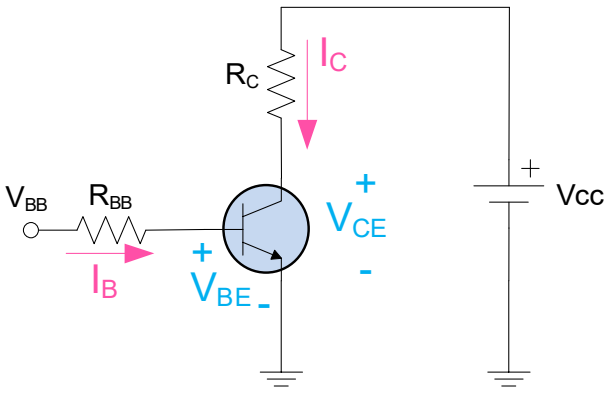


Figure 8-23 Circuit de commutation.

Considérons le circuit de la Figure 8-23, les équations des mailles d'entrée et de sortie sont :

$$V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BE}$$

Équation 8-12

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE}$$

Équation 8-13

8.6.3 Transistor à l'état bloqué

Lorsque le courant I_B est nul, le courant I_C est également nul, et la tension V_{CE} atteint V_{CC}. Dans cette condition, le ***transistor est bloqué*** (ou coupé) et agit comme un *interrupteur ouvert* (voir Figure 8-24).

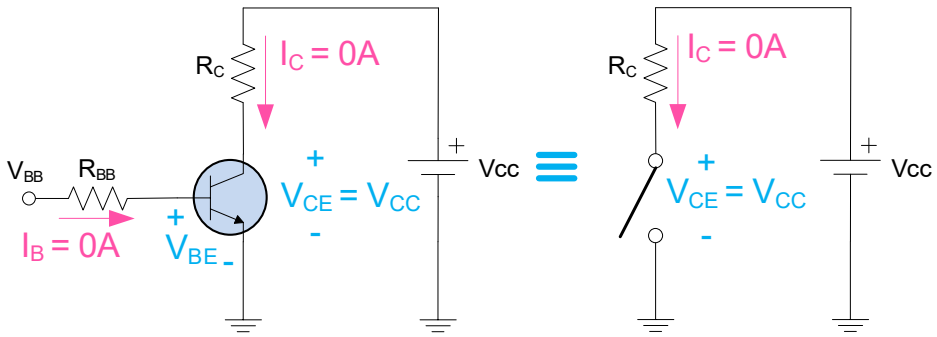


Figure 8-24 Transistor à l'état bloqué ou coupé.

Puissance dissipée théorique

La puissance dissipée lorsque le transistor est bloqué (« *OFF* ») est,

$$P_D = V_{CE} \cdot I_C = V_{CC} \cdot 0\ A = \ 0$$

Équation 8-14

La puissance théorique est donc nulle. En réalité, la puissance n'est pas nécessairement nulle. En pratique, un courant de fuite (I_{CBO}) subsiste dans la jonction collecteur-base, ce qui entraîne une légère différence entre la tension collecteur-émetteur (V_{CE}) et la tension d'alimentation (V_{CC}). Ce courant de fuite dépend du modèle spécifique de transistor utilisé. Cependant, il est généralement très faible au point qu'il est souvent négligé dans de nombreuses applications.

À titre d'exemple, la fiche technique du transistor 2N2222, nous indique un courant I_{CBO} = 0,01 µA pour une température de T_A = 25 °C.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector Cutoff Current (V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0) (V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0, T_A = 150°C)	I_{CBO}	 – –	 0.01 10	µAdc

Figure 8-25 Extrait de la fiche technique du transistor 2N2222.
« Source : *On Semiconductor* »

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

8.6.4 Transistor à l'état saturé

Pour que le transistor soit saturé afin qu'il se comporte comme un *interrupteur fermé*, le courant I_B doit être très intense (Figure 8-26).

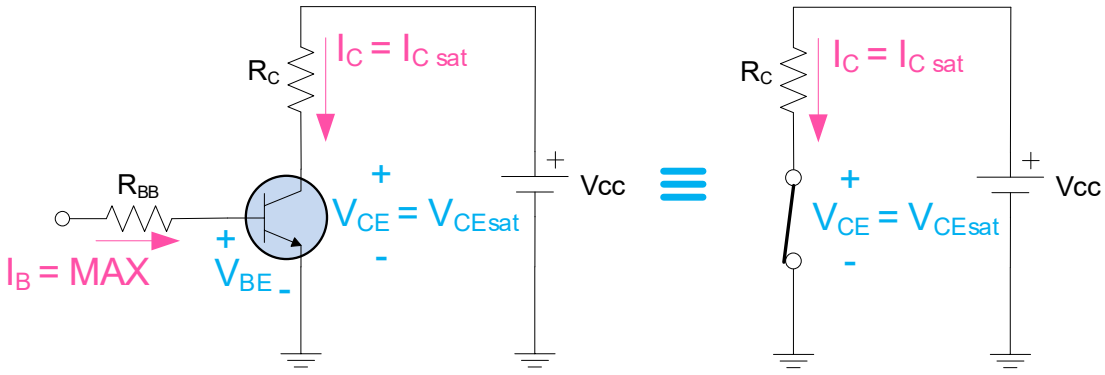


Figure 8-26 Transistor en mode de saturation.

Par conséquent, le courant du collecteur I_C sera élevé, mais il ne peut dépasser la valeur I_{Csat} qui est donnée par :

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C}$$

Équation 8-15

À l'état saturé, la tension V_{CE} devient très faible. La tension V_{CE} est alors notée $V_{CE(sat)}$. Elle est comprise entre 20 mV et 200 mV selon l'intensité du courant de base. Pour obtenir la meilleure saturation possible du transistor, le courant I_B doit être suffisant pour saturer le transistor :

$$I_B \geq \frac{I_{C(sat)}}{\beta}$$

Équation 8-16

Remarque : Si le courant I_B est plus grand que la valeur $I_{C(sat)}/\beta$, le transistor est donc saturé et par le fait même devient plus lent !

Puissance dissipée

La puissance dissipée lorsque le transistor est saturé (« *ON* ») est,

$$P_D = V_{CE} \cdot I_C = V_{CE(sat)} \cdot I_C$$

Équation 8-17

Si on néglige V_{CEsat} (= 0V), la puissance dissipée est nulle. En réalité, il est impossible de polariser un transistor de manière à obtenir une tension de saturation collecteur-émetteur (V_{CEsat}) de 0 V. La valeur de cette tension de saturation varie en fonction du modèle spécifique de transistor utilisé.

À titre d'exemple, la fiche technique du transistor 2N2222, nous indique une tension de saturation V_{CEsat} = 0,3 V pour un I_B = 15 mA et I_C = 150 mA à T_A = 25 °C.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS				
Collector – Emitter Saturation Voltage (Note 1) (I_C = 150 mAdc, I_B = 15 mAdc) (I_C = 500 mAdc, I_B = 50 mAdc)	$V_{CE(sat)}$	 – –	 0.3 1.0	Vdc

Figure 8-27 Extrait de la fiche technique du transistor 2N2222.
« Source : *On Semiconductor* »

Dans les calculs, il est souvent pratique d'utiliser une valeur approximative de V_{CEsat} d'environ 0,2 V pour les transistors de faible et moyenne puissance. Toutefois, il est fortement recommandé de se référer aux fiches techniques du composant pour obtenir la valeur exacte, car celle-ci peut varier en fonction du modèle spécifique du transistor.

Par exemple, la fiche technique du transistor TIP41, nous indique une tension de saturation V_{CEsat} = 1,5 V pour un I_B = 600 mA et I_C = 6,0 A à T_C = 25 °C.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS				
Collector–Emitter Saturation Voltage (I_C = 6.0 Adc, I_B = 600 mAdc)	$V_{CE(sat)}$	–	1.5	Vdc

Figure 8-28 Extrait de la fiche technique du transistor 2N2222.
« Source : *On Semiconductor* »

8.6.5 Temps de commutation du transistor

Lorsqu'on applique une tension de commande à la base du transistor, il va s'écouler un certain temps entre le moment où l'on applique le courant dans la base et le moment où le courant de collecteur atteint l'intensité de saturation. La Figure 8-29 illustre le courant du collecteur d'un transistor à la suite d'une commande appliquée à sa base.

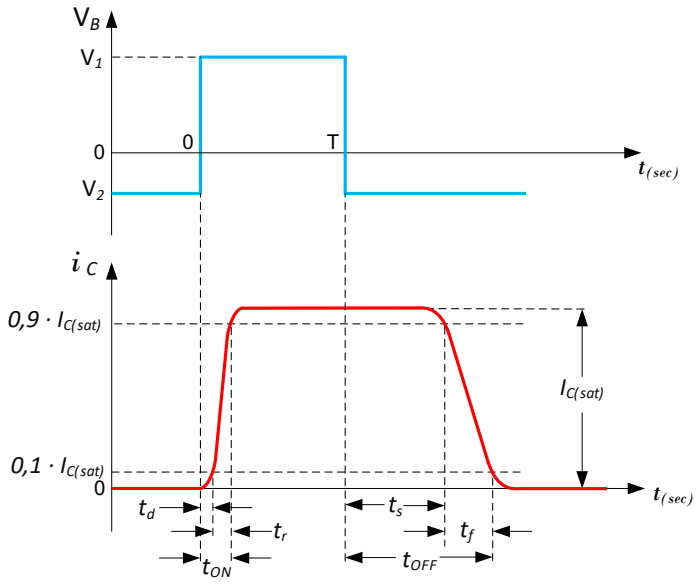


Figure 8-29 Courant de collecteur dans le transistor en commutation.

Dans la Figure 8-29, les temps caractéristiques suivants peuvent être identifiés :

Le temps de retard à la croissance (t_d)

C'est le temps séparant l'instant t = 0 de l'instant où i_C est égal à 10 % de sa valeur maximale (« *time delay* », en anglais). Il correspond essentiellement au temps que mettent les porteurs minoritaires à la base pour passer à travers la jonction B-E.

Le temps de montée (t_r)

C'est le temps séparant les instants où i_C vaut respectivement 10 % et 90 % de sa valeur maximale (« *rise time* », en anglais).

Le temps de fermeture (t_{ON})

Parfois les manufacturiers ne séparent pas t_r et t_d. Il indique le temps de fermeture, pour des conditions de fonctionnement bien déterminées ainsi que ses variations lorsqu'un des paramètres (tension, courant ou température) varie. En d'autres mots, c'est le temps nécessaire au transistor pour passer de l'état bloqué à l'état passant ($t_{ON} = t_r + t_d$).

Le temps de stockage (t_S)

Il s'agit de l'intervalle de temps entre l'instant t = T (où V_B revient à 0) et le moment où i_C atteint 90 % de sa valeur maximale . Ce laps de temps, appelé *storage time* en anglais, correspond à la durée nécessaire pour évacuer les porteurs minoritaires de la base, marquant ainsi le début de la décroissance du courant de collecteur i_C.

Le temps de descente (t_f)

C'est le temps séparant les instants où i_C vaut respectivement 90% et 10% de sa valeur maximale (« *fall time* », en anglais). Il provient du même phénomène que t_s (évacuation des charges stockées). Le courant du collecteur décroit selon une exponentiel à cause des charges emmagasinées dans la capacité de transition à l'intérieur du transistor.

Le temps d'ouverture (t_{OFF})

C'est le temps total pour évacuer toutes les charges dans le transistor afin de passer de l'état passant à l'état bloqué, $t_{OFF} = t_s + t_f$.

À titre d'exemple, voici les temps de commutation pour le transistor 2N2222.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
SWITCHING CHARACTERISTICS					
Delay Time	(V_{CC} = 30 Vdc, $V_{BE(off)}$ = −2.0 Vdc,	t_d	–	10	ns
Rise Time	I_C = 150 mAdc, I_{B1} = 15 mAdc) (Figure 1)	t_r	–	25	ns
Storage Time	(V_{CC} = 30 Vdc, I_C = 150 mAdc,	t_s	–	225	ns
Fall Time	I_{B1} = I_{B2} = 15 mAdc) (Figure 2)	t_f	–	60	ns

Figure 8-30 Extrait de la fiche technique du transistor 2N2222.
« Source : *On Semiconductor* »

Conclusion

Chacune de ces phases exerce une influence spécifique sur le fonctionnement et les performances du transistor bipolaire. En examinant de près la caractérisation temporelle dans la Figure 8-29, il est évident que le temps de réponse du transistor pendant la commutation n'est pas instantané. De plus, il est noté que le délai nécessaire pour désactiver (mettre « *off* ») le transistor est plus long que celui requis pour l'activer. Il est donc plus long d'évacuer les charges dans la capacité interne du transistor que de les emmagasinées.

Avec la présentation de ces notions, vous serez sensibilisé à l'importance de prendre en considération ces propriétés particulières du transistor en commutation lors des analyses et conceptions futures.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

8.6.6 Condition de saturation

Nous savons que la relation fondamentale qui traduisent l'effet transistor qui exprime la proportionnalité entre le courant I_B et I_C est :

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

Équation 8-18 Courant du collecteur en fonction du courant de base.

Cette formule n'est valable que lorsque le transistor fonctionne dans sa région linéaire, c'est-à-dire lorsqu'il n'est pas en saturation. La Figure 8-31 illustre la caractéristique de transfert (I_C/I_B) d'un transistor.

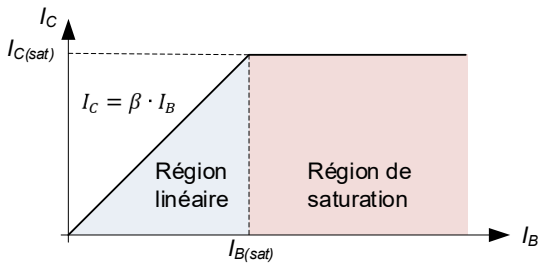


Figure 8-31 Caractéristique de transfert (I_C/I_B) d'un transistor.

Sur cette caractéristique, on distingue deux régions distinctes : une région linéaire où $I_B = \beta \cdot I_C$, et une région de saturation où, même si le courant de base augmente, le courant de collecteur n'augmente plus de manière significative.

En raison de la caractéristique de transfert et des temps de commutation non négligeables d'un transistor, il est essentiel de sélectionner soigneusement un courant de base approprié, tant lors du blocage que de la saturation, afin de minimiser les pertes d'énergie et d'assurer une commutation efficace du transistor bipolaire. La valeur de I_B qui garantit la saturation est appelée $I_{Bsat(min)}$. On choisit généralement pour I_B une valeur telle que

$$I_B \geq k \cdot I_{Bsat(min)}$$

Équation 8-19

Où **k** : est un coefficient de saturation entre 2 et 5 (habituellement, on choisit k = 3)

La condition de saturation s'écrit :

$$\boxed{I_B \geq k \cdot \frac{1}{\beta_{min}} \cdot \left(\frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C}\right)}$$

Équation 8-20

Malgré les notions et les formules présentées, il est important de ne pas perdre de vue qu'en pratique, déterminer la valeur optimale du courant de base d'un transistor pour le piloter en mode de commutation est une tâche complexe. Bien que les calculs théoriques puissent fournir des estimations initiales, plusieurs facteurs pratiques peuvent rendre cette détermination plus délicate.

Pour conserver le transistor en mode de saturation et éviter une charge de base excessive, le courant de base doit être juste suffisant pour maintenir la saturation. À la mise en conduction, la valeur initiale du courant de base doit être élevée pour donner une mise en conduction rapide. Toute variation du courant de collecteur doit être adapté par une variation du courant de base. Au blocage, le courant de base doit être réduit à un rythme tel que le courant de collecteur puisse suivre pour éviter le second claquage.

Exemple 8.7 : Transistor en commutation

On souhaite commander l'allumage d'une DEL à partir d'un signal V_B prenant deux valeurs : 0 V ou 5 V.

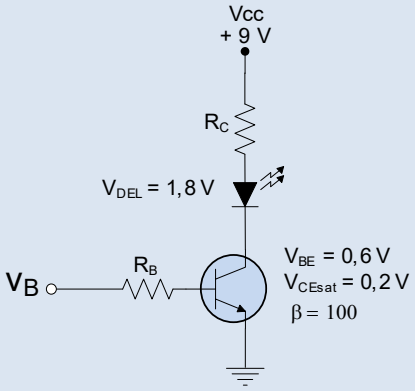


Figure 8-32 Circuit de commande d'une DEL

a) Calculez R_C pour que le courant circulant dans la DEL lorsque le transistor est saturé soit égal à 20 mA.
b) Calculez R_B pour saturer le transistor lorsque V_B = 5 V

Solution :

a)

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_D - V_{CEsat}}{I_{Csat}} = \frac{9\,V - 1{,}8\,V - 0{,}2\,V}{20\,mA} = 350\,\Omega$$

b)

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$I_B \geq k \cdot \frac{1}{\beta_{min}} \cdot I_{Csat} \geq 3 \cdot \frac{1}{100} \cdot 20mA \geq 600\mu A$$

$$R_B = \frac{V_B - V_{BE}}{I_B} = \frac{5V - 0{,}6V}{400\mu A} = 7{,}34\ k\Omega$$

8.6.7 Applications du transistor en commutation

Le transistor en commutation est utilisé afin de contrôler la marche ou l'arrêt d'un dispositif quelconque. Ainsi, il peut commander une *DEL*, un relais, un moteur, etc.

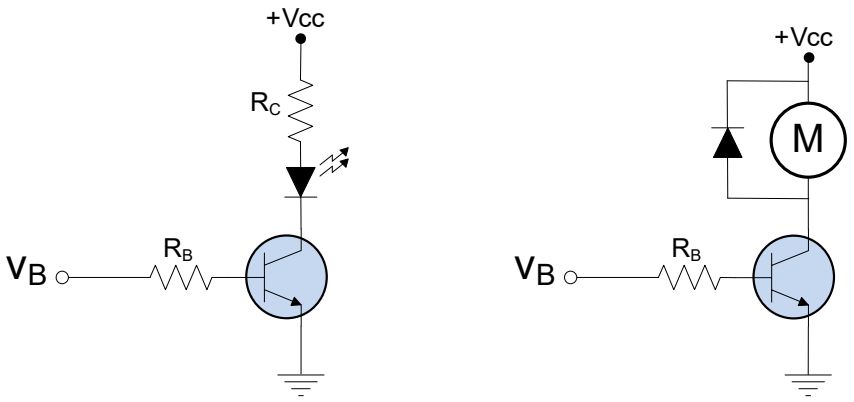


Figure 8-33 Circuit de commande d'une DEL ou d'un moteur c.c.

Nous pouvons également utiliser un ensemble de quatre transistors disposés en pont (en anglais, cette configuration est couramment appelée « *H-Drive* ») pour alimenter et contrôler la rotation avant et arrière des moteurs.

La conception d'un pont en H est assez intuitive : en activant les transistors par paires (ceux situés dans des directions opposées), on peut réguler la direction du courant circulant à travers la charge connectée au centre du pont en forme de « H ». C'est un mécanisme simple mais efficace pour contrôler la polarité et donc la direction du mouvement des moteurs ou d'autres dispositifs électriques. La Figure 8-34 présente un exemple de schéma de principe parmi plusieurs modèles circuit de contrôle pour la commande en pont. Dans la réalité, les circuits sont souvent plus complexes.

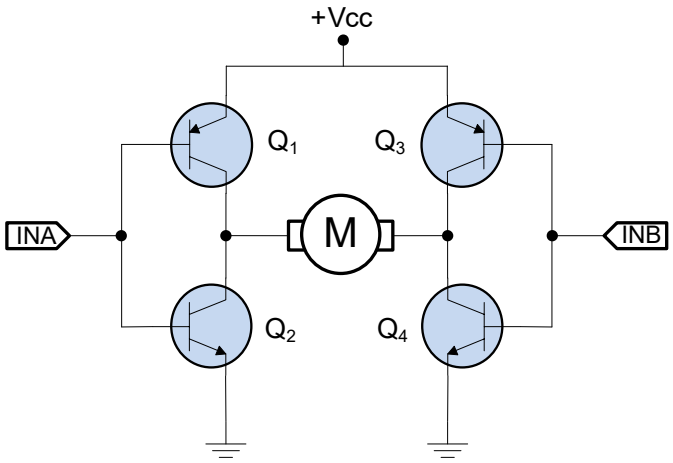


Figure 8-34 Schéma de principe d'une commande en pont d'un moteur à courant continu.

En appliquant les tensions adéquates aux entrées INA et INB, il est possible de contrôler le sens du courant circulant à travers la charge, connectée au milieu du pont. Ce changement de sens de courant permet aux moteurs à courant continu de fonctionner soit en marche « avant », soit en marche « arrière ». Lorsqu'on applique les niveaux de tensions suivants : INA = 0 et INB = 1, les transistors Q_1 et Q_4 du pont sont activés, le moteur tourne dans une direction donnée, « *sens horaire* » (Figure 8-35).

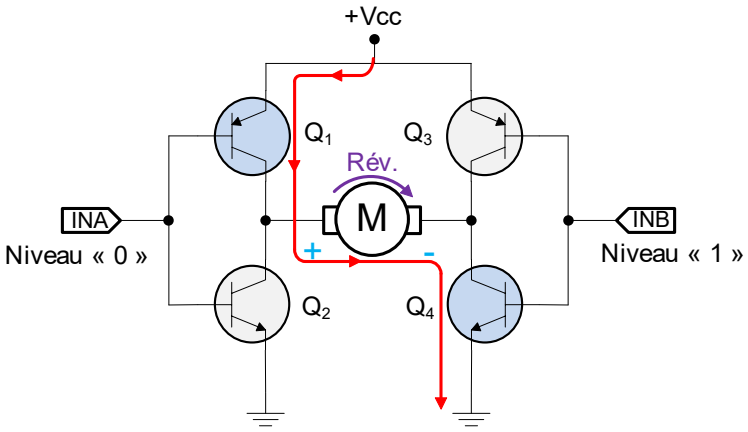


Figure 8-35 Commande du pont permettent au moteur de tourner dans le sens horaire.

Inversement, si l'on applique les niveaux de tensions suivants : INA = 1 et INB = 0, les transistors Q_2 et Q_3 du pont sont activés et le sens de rotation du moteur est inversé, « *sens anti-horaire* » (Figure 8-36).

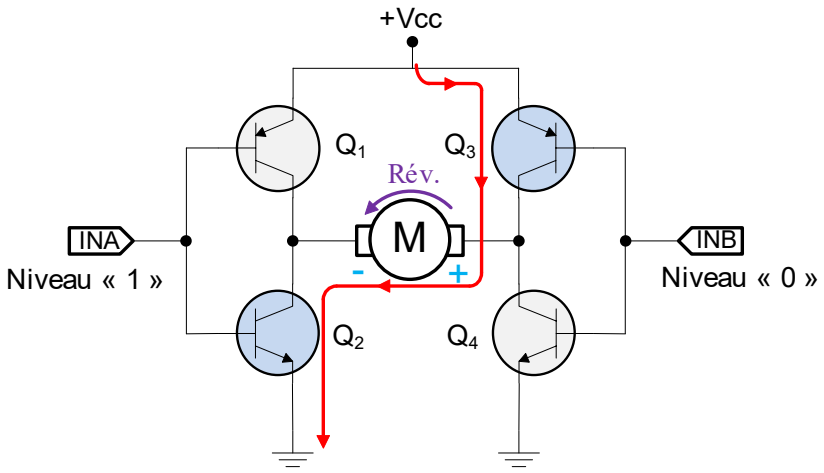


Figure 8-36 Commande du pont permettent au moteur de tourner dans le sens anti-horaire. .

Certains circuits de commande offrent la possibilité d'être contrôlés par un signal à rapport cyclique variable, connu sous le nom de modulation de largeur d'impulsion (*MLI*), ou « *pulse-width modulation* » (PWM) en anglais, afin de faire varier la vitesse des moteurs.

À titre d'exemple, le L298N est un circuit intégré de la compagnie « *STMicroelectronics* » qui permet de contrôler deux moteurs électriques à courant continu en utilisant des signaux logiques de faible puissance. Il comprend deux ponts en H pour contrôler le sens de rotation des moteurs et intègre une logique de commande à faible courant pour piloter les ponts à fort courant. C'est un choix populaire pour l'interfaçage avec des microcontrôleurs en raison de sa facilité d'utilisation et de sa polyvalence.

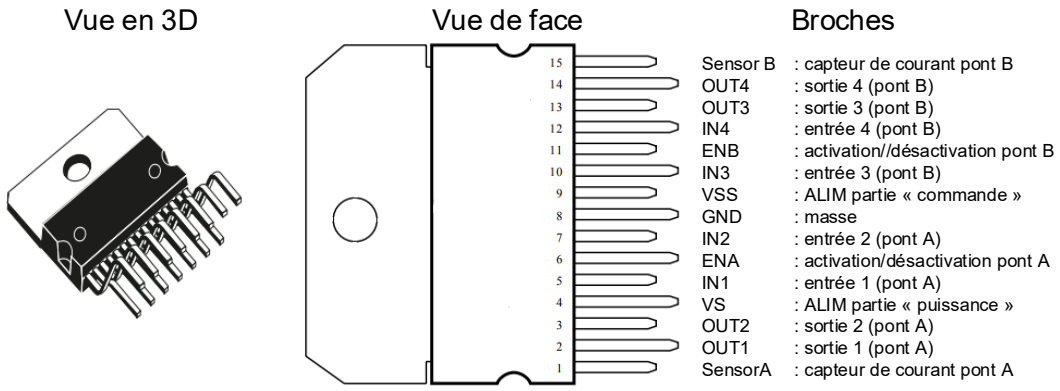


Figure 8-37 Module contrôleur de moteurs double L298N.
« Source : *STMicroelectronics* »

8.6.8 Diode de roue libre

Lorsqu'un transistor doit contrôler un élément inductif tel qu'une bobine ou un moteur, des précautions particulières doivent être prises, notamment en raison de la possibilité d'une surtension au blocage du transistor. En effet, il se produit une surtension, particulièrement au moment où le transistor est désactivé.

Cette élévation soudaine de tension peut atteindre plusieurs dizaines, voire plusieurs centaines de volts. Sans intervention, le transistor est vulnérable à l'endommagement, car la tension générée aux bornes de la bobine (V_L) se transmet aux bornes du transistor (V_{CE}).

Prenons l'exemple du circuit de la Figure 8-38.

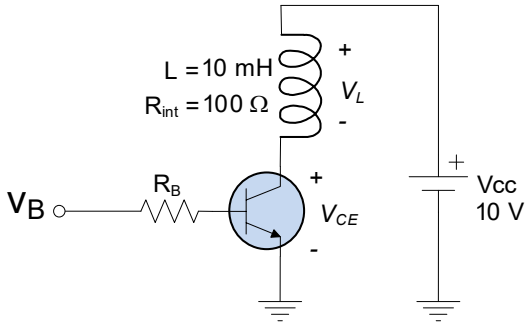


Figure 8-38 Circuit de commande d'une bobine.

Lorsque le transistor est en régime de saturation, la bobine est entièrement chargée, ce qui entraîne un courant de

$$I_L = \frac{V_{CC}}{R_{int}} = \frac{10\ V}{100\ \Omega} = 100\ mA$$

Nous savons que la tension aux bornes d'une bobine est donnée par :

$$V_L = -L \cdot \frac{dI}{dt}$$

Équation 8-21

Lorsque le transistor se bloque, le courant décroît rapidement de sa valeur maximale à zéro, prenons pour illustration une durée de 1 microseconde. Cette chute abrupte du courant induit une augmentation de la tension aux bornes de la bobine, laquelle s'oppose aux variations de courant. Pour notre exemple,

$$V_L = -10\ mH \cdot \frac{100\ mA}{1\ \mu s} = -1000\ V$$

Or, d'après la loi de Kirchhoff en tension,

$$V_{CE} = V_{CC} - V_L = 10\ V + 1000\ V$$

Équation 8-22

En conséquence, la tension de la bobine se retrouve aux bornes du transistor, malgré l'absence de courant circulant à ce moment. Celle-ci peut entrainer sa destruction. Pour pallier ce problème, la solution réside dans l'emploi d'une diode positionnée en inverse et en parallèle avec la source de surtension (bobine, moteur, etc.). On l'appelle *Diode de roue libre*.

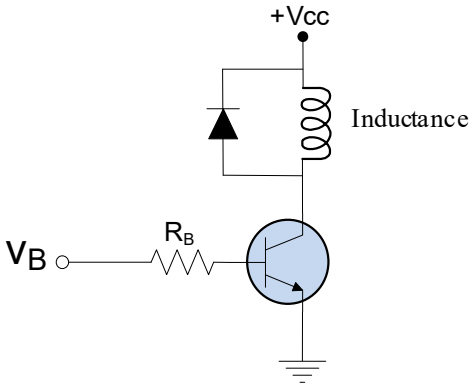


Figure 8-39 Circuit de commande d'une charge inductive avec diode de roue libre.

Son fonctionnement est :

- Lorsque le transistor est saturé : la diode est branchée en inverse et ne perturbe pas le montage.

- Lorsque le transistor se bloque, une surtension se manifeste aux bornes de la bobine avec des polarités inversées par rapport à celles observées lors de la conduction du transistor. La diode se met alors à conduire, permettant à l'énergie excédentaire de se dissiper dans les résistances du circuit, notamment celles des fils de la bobine ou du moteur. Ainsi, le courant induit par la bobine circule dans une boucle composée de la diode et de la bobine, décroissant progressivement jusqu'à disparaître sous l'effet Joule. À ce moment, la tension aux bornes de la bobine est limitée par la tension de seuil de la diode, généralement inférieure à 0,6 V.

Ainsi, lorsqu'un circuit inductif (bobine, relais, transformateur, moteur, etc.) est commandé par un transistor, il est essentiel d'installer une diode de roue libre en parallèle avec la charge. Cette diode permet d'évacuer les charges stockées dans l'inductance lors du blocage du transistor, protégeant ainsi ce dernier contre les dommages éventuels.

Exemple 8.8 : Transistor en commutation

Calculez R_B afin de contrôler adéquatement le relais lorsque V_B = 5 V.

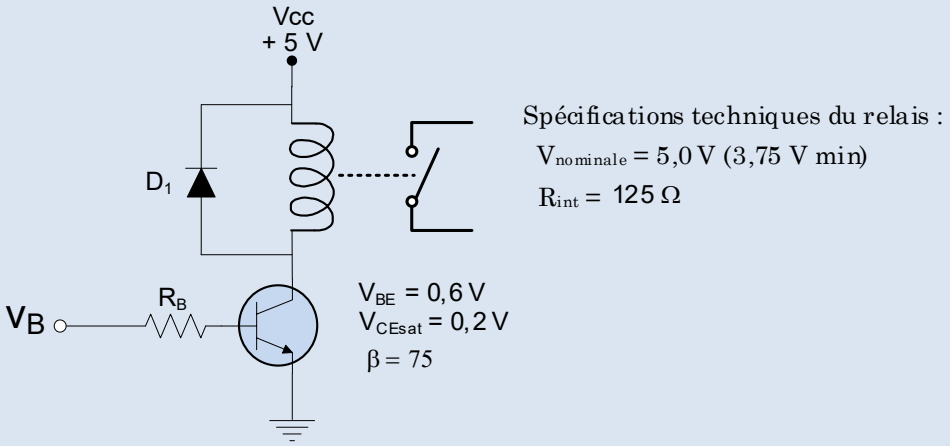


Figure 8-40 Circuit de commande d'une DEL.

Solution :

D'abord, calculons le courant d'appel (courant pour activer le relais) du relais :

$$I_{Nom} = \frac{V_{nominale}}{R_{Int}} = \frac{5\text{ V}}{125\ \Omega} = 40\text{ mA},$$

Choix du transistor et de R_B pour assurer $I_{C(sat)} = 40mA$ avec un $V_{CE(sat)}$ = 0,2 V.

$$I_B \geq k \cdot \frac{1}{\beta_{min}} \cdot I_{Csat} \geq 3 \cdot \frac{1}{75} \cdot 40mA \geq 1{,}6\text{ m}A$$

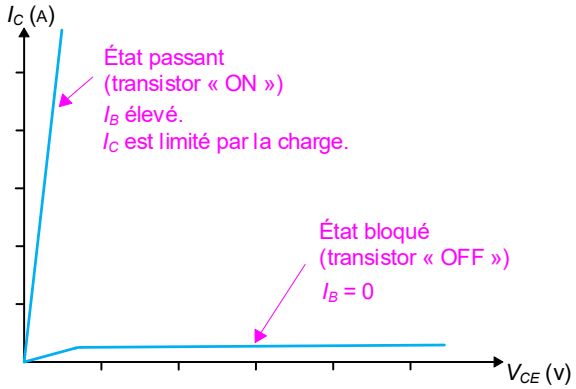
$$R_B = \frac{V_B - V_{BE}}{I_B} = \frac{5V - 0{,}6V}{1{,}6\text{ m}A} = 2{,}75\ k\Omega$$

8.6.9 Pertes à la commutation

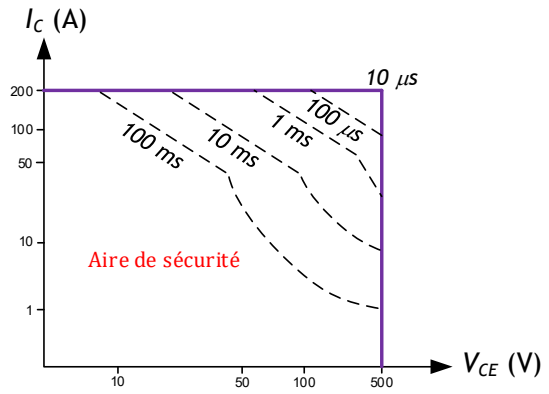
En régime de commutation, où le transistor agit comme un interrupteur, les pertes de puissance sont généralement minimes. Elles proviennent principalement du faible courant de fuite en mode de coupure, de la tension de saturation et du courant de saturation. Pour garantir une utilisation optimale du transistor sans risque de surchauffe pendant la commutation, il est essentiel de respecter les limites du transistor spécifiées par son fabricant. Ces limites incluent la tension collecteur-émetteur maximale admissible ($V_{CE(max)}$) et le courant de collecteur maximum ($I_{C(max)}$), ainsi que la dissipation thermique maximale ($P_{D(max)}$).

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Lors de la transition entre deux états (voir Figure 8-41a), les tensions et courants instantanés doivent rester dans les limites définies par le contour de l'aire de sécurité du transistor, illustrée à la Figure 8-41b. Seul un temps de commutation très court permet de maintenir une limite rectangulaire. À mesure que ce temps augmente, la puissance maximale admissible diminue progressivement, entraînant une modification du contour externe de l'aire de sécurité. Il convient également de souligner que les échelles utilisées dans ce type de représentation sont logarithmiques.



a) en états passant et bloqué.



b) Aire de sécurité typique en régime impulsionnel.

Figure 8-41 Transistor interrupteur.

Les pertes de commutation du transistor peuvent être considérables. Durant la commutation, à la fois la tension aux bornes du transistor et le courant le traversant atteignent des niveaux élevés simultanément. Leur produit, multiplié par le temps de commutation, détermine l'énergie dissipée lors de l'opération de commutation. Ces pertes sont proportionnelles à la fréquence de commutation et peuvent devenir prédominantes. La quantité exacte de puissance perdue lors de la commutation dépend des paramètres du circuit de charge ainsi que de la forme de la variation du courant de base.

Lorsqu'une commutation est mal réalisée, elle peut entraîner des répercussions néfastes sur les performances du système électrique. Par exemple, des transitions rapides ou brusques peuvent entraîner des pics de tension ou de courant, susceptibles de causer des dommages aux composants sensibles du circuit, voire de provoquer des courts-circuits. De plus, une mauvaise commutation peut générer des harmoniques indésirables dans le réseau électrique, perturbant ainsi le fonctionnement des équipements connectés et pouvant même entraîner des pertes d'efficacité énergétique.

Pour remédier à ces problèmes, les réseaux d'aide à la commutation fournissent des solutions techniques visant à optimiser les processus de commutation. Il est cependant important de souligner que notre objectif ne comprend pas une analyse détaillée de ces solutions techniques, et que le lecteur devra consulter une documentation spécialisée ou suivre un cours approfondi pour une compréhension plus détaillée de ces concepts.

8.7 Dissipation de chaleur dans le transistor bipolaire

Lorsqu'un composant électronique est parcouru par un courant électrique, il produit de la chaleur, dont la gestion est essentielle pour préserver son bon fonctionnement. Cette section souligne l'importance de comprendre l'influence de la température sur le comportement du transistor bipolaire, en détaillant les effets thermiques internes, comme la génération de chaleur et ses impacts sur les performances et la fiabilité du dispositif. Elle aborde également des notions importantes telles que la résistance thermique du transistor, le facteur de réduction de puissance, et l'effet de la température sur les caractéristiques électriques et la longévité du transistor.

8.7.1 Introduction

Le transistor, ainsi que les autres semi-conducteurs et autres dispositifs de puissance, dissipent en fonctionnement une certaine puissance qui se traduit par une élévation de la température de la jonction. Or, il ne faut jamais atteindre et encore moins dépasser la température limite des composants.

Nous avons appris, en classe de physique, que tout appareil présentant une résistance *R*, dégage, lorsqu'il est parcouru par un courant électrique, une quantité de chaleur qui s'exprime par la relation :

$$Q_{(calories/seconde)} = 0{,}24 \cdot I^2 R$$

Équation 8-23

Par ailleurs, la puissance électrique, en watts, impliquée dans ce dégagement de chaleur est :

$$P_{(watts)} = I^2 R$$

Équation 8-24

Il est donc possible de trouver une équivalence chaleur dégagée-puissance. En effet, il apparaît clairement que :

$$1\ watt \approx 0{,}24\ calories/seconde$$

$$\text{Ou} \quad 1\ calorie/seconde \approx 4{,}18\ watts$$

En d'autres termes, il y a une relation directe entre la puissance dissipée par un composant et son état thermique (température, notamment).

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

8.7.2 Incidence de la température sur les caractéristiques du transistor

Dès qu'un transistor est traversé par un courant électrique, il a tendance à produire de la chaleur. La chaleur ainsi produite dans le transistor est évacuée plus ou moins rapidement dans le milieu ambiant par le boîtier. Dans bien des cas, il suffira de laisser faire la nature pour que la chaleur soit évacuée.

Toutefois, nous avons vu que le courant de polarisation I_C augmente avec la température ambiante (T_A). Si I_C augmente, par effet Joule la température de jonction (T_J) du composant augmente, ce qui entraîne une augmentation des paramètres β et I_{CB0}, qui eux-mêmes contribuent à augmenter I_C ! On comprend qu'il peut y avoir un emballement thermique, et qu'il y a risque de destruction du transistor si la température de jonction atteint la température maximale admissible $T_{J(\max)}$.

En résumé, le fonctionnement d'un transistor dépend fortement de la température de ses jonctions. Toute augmentation de celle-ci fait croître le nombre de porteurs minoritaires et cela se traduit par :

- Une augmentation des courants résiduels.
- Une augmentation des gains en courant.
- Une diminution des barrières de potentiel des jonctions

En somme, toutes les caractéristiques du transistor seront plus ou moins affectées.

8.7.3 Résistance thermique du transistor

Pour mieux comprendre le concept de résistance thermique, considérons une expérience que beaucoup d'entre nous ont déjà faite : la dégustation de frites tout juste sorties de la friteuse. Après les avoir laissées refroidir quelques instants, l'extérieur paraît tiède et confortable au toucher, mais en mordant dedans, on découvre que l'intérieur est brûlant. Ce phénomène s'explique par la résistance thermique naturelle de la frite, qui ralentit le transfert de chaleur de son cœur vers sa surface.

De manière similaire, les semiconducteurs, tels que les puces électroniques, présentent une résistance thermique interne. La chaleur générée au cœur de la puce, ou de la jonction, ne se dissipe pas instantanément vers la surface du composant, créant ainsi une différence de température entre la puce et son boîtier pendant son fonctionnement.

Nous savons que le collecteur d'un transistor, caractérisé par un dopage moyen et des dimensions importantes, est spécifiquement conçu pour supporter des tensions élevées en inverse. De ce fait, il dissipe la majeure partie de la chaleur générée par le transistor. Par conséquent, c'est la température à la jonction du collecteur d'un transistor qui fixe la limite de la puissance dissipée admissible ($P_{D(\max)}$).

La chaleur ainsi produite dans le transistor est transmise aux divers éléments qui le constituent; elle se propage de la jonction (cristal) vers le boîtier puis est évacuée plus ou moins rapidement dans le milieu ambiant. Si T_J est la température de la jonction en fonctionnement et T_A celle du milieu ambiant, on peut écrire :

$$T_J - T_A \propto P_D$$

Équation 8-25

Si les calories sont évacuées promptement et cédées au milieu ambiant, T_J sera très voisin de T_A. Si au contraire les calories sont évacuées lentement, ou en d'autres mots, si le montage présente une résistance à l'évacuation des calories, T_J sera notamment plus élevée que T_A. Toutefois, si à chaque instant l'énergie électrique reçue par le transistor est égale à l'énergie calorifique cédée au milieu ambiant, on dit qu'il y a **équilibre thermique**.

Cette aptitude plus ou moins importante que possède un transistor et son boîtier à évacuer les calories est appelée la *résistance thermique* $R_{\theta JA}$[note1], parfois nommé θ_{JA}. Ce paramètre est considéré comme une résistance au flux thermique de la jonction à l'air ambiant. $R_{\theta JA}$ exprime l'élévation de température de la jonction pour 1 watt dissipé, et on l'évalue en °C par watt. Plus la résistance thermique est faible, plus il est facile pour la chaleur de s'écouler de la jonction vers l'air ambiant.

La résistance thermique ne doit pas être confondue avec la résistance électrique. La résistance thermique, contrairement à la résistance électrique, quantifie la capacité d'un matériau ou d'un composant à résister au transfert de chaleur. En consultant la documentation technique du transistor TIP140 (voir fiches techniques, section 8.9), on note des valeurs de 35,7 °C/W pour $R_{\theta JA}$ (T_A = 25°C) et de 1,0 °C/W pour $R_{\theta JC}$[note2] (T_C = 25°C). Ce paramètre peut varier de 0,2 °C/W pour les gros transistors à 1000 °C/W pour les transistors à faible dissipation.

De façon générale, plus le boîtier d'un transistor est volumineux, plus la résistance thermique est petite. Par exemple, la résistance thermique $R_{\theta JA}$ du transistor 2N4401 est de 200 °C/W, tandis que le transistor TIP140, qui possède un boîtier plus grand, affiche une résistance thermique $R_{\theta JA}$ de 35,7 °C/W. Cela signifie que le transistor TIP140 dissipe la chaleur plus efficacement que le 2N4401.

[1] $R_{\theta JA}$: Résistance thermique jonction-milieu en °C/W. En anglais, J : junction (jonction) et A : surrounding Air (air ambiant).

[2] $R_{\theta JC}$: Résistance thermique de la jonction-boîtier en °C/W. En anglais, J : junction (jonction) et C : case (boîtier).

Exemple 8.9

À l'aide des spécifications techniques du transistor TIP41 (Section 8.9.2), déterminer la résistance thermique $R_{\theta JA}$.

Solution : $R_{\theta JA}$ = 57 °C/W

La Figure 8-42 illustre la représentation de la résistance thermique pour un transistor de puissance ayant un boîtier TO-3.

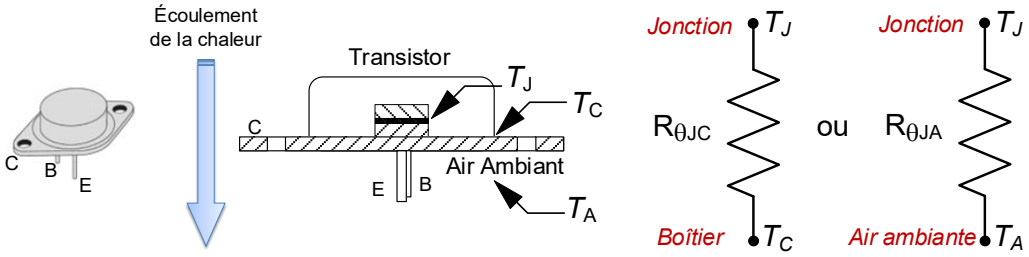


Figure 8-42 Résistance thermique du transistor (Boitier TO-3).

Important ! La valeur $R_{\theta JA}$ indique la valeur de la résistance thermique qui existe entre le semi-conducteur et son environnement. Cette valeur est pertinente uniquement lorsque le composant est monté sans radiateur, c'est-à-dire à l'air libre.

Tandis que la résistance thermique jonction-boîtier ($R_{\theta JC}$) est une mesure de la résistance thermique entre la jonction du semi-conducteur et le boîtier externe du composant. Cette dernière valeur est essentielle à prendre en compte lors de l'utilisation d'un radiateur thermique. Ces concepts seront abordés en détail dans les prochaines sections.

Le Tableau 8-1 donne un certain nombre de valeurs de résistances thermiques pour les boîtiers de semi-conducteur les plus courants.

Tableau 8-1 Résistances thermiques pour les boitiers de la série T0.

Boitier	$R_{\theta JA}$ (°C/W)	$R_{\theta JC}$ (°C/W)
TO-18	500	200
TO-92	250	150
TO-39	200	12,5
TO-126	100	5
TO-220	70	2
TO-3	40	1,5

Généralement, ces informations sont incluses dans les spécifications techniques fournies par les différents fabricants. Bien qu'elles puissent servir de référence, il est recommandé de se référer aux fiches techniques officielles pour obtenir des données précises et fiables.

8.7.4 Puissance nominale d'un transistor à l'air libre

Le fonctionnement thermique d'un transistor peut être représenté par un circuit thermique, où une analogie avec la loi d'Ohm électrique permet l'application d'une « *loi d'Ohm thermique* ». Cette loi d'Ohm thermique établit une relation entre le flux de chaleur à travers le transistor et la différence de température entre ses différentes parties, de manière similaire à la relation entre le courant électrique et la tension dans un circuit électrique. Dans le cas où un transistor fonctionne à l'air libre, la Figure 8-43 représente le circuit thermique du transistor prenant en compte sa résistance thermique $R_{\theta JA}$.

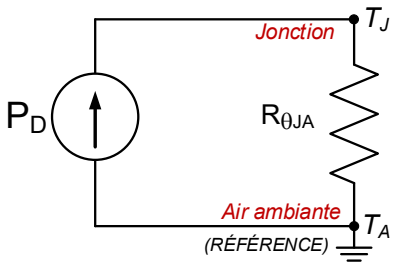


Figure 8-43 Circuit thermique d'un transistor à l'air libre.

La loi d'Ohm thermique est une analogie directe avec la loi d'Ohm électrique, appliquée au domaine de la thermique. Elle stipule que le flux de chaleur à travers un matériau est équivalent au produit de la différence de température entre ses extrémités et de la conductance thermique du matériau, tout comme la loi d'Ohm énonce que le courant électrique dans un circuit est égal à la tension divisée par la résistance électrique. Ainsi, le concept de circuit thermique peut être utilisé pour analyser et modéliser les transferts de chaleur à travers des matériaux ou des systèmes.

Compte tenu de la résistance thermique ambiante, la puissance maximale que peut dissiper le composant, à une température ambiante (T_A), est donnée par la relation :

$$P_D = \frac{T_j - T_A}{R_{\theta JA}}$$

Équation 8-26 Puissance dissipée d'un transistor en fonction de sa résistance thermique.

Où **P_D** : puissance dissipée dans le transistor, en watts [W];
T_j : température de la jonction, en degrés Celsius [°C];
T_A : température ambiante, en degrés Celsius [°C];
$R_{\theta JA}$: résistance thermique jonction-milieu, en degrés Celsius par watt [°C/W].

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

En somme, ce que nous venons de décrire constitue le **circuit thermique** sur lequel est « branché » la jonction, c'est-à-dire le **générateur thermique P_D**. L'analogie électrique qu'on peut tirer de ce système thermique est illustrée à la Figure 8-43 et on admettra aisément les analogies suivantes :

Jonction dissipant une puissance P_D	→	générateur à courant continu constant
Différence de température	→	différence de potentiel
Résistance thermique	→	résistance électrique

Évidemment, à l'équilibre, la température de la jonction ne doit pas dépasser une limite définie par le type de transistor et établie par le fabricant. Les fiches signalétiques spécifient cette température maximum de jonction par $T_{J(max)}$. Ordinairement on a :

$$60\ °C < T_{J(max)} < 100\ °C \quad \text{pour le germanium}$$

$$150\ °C < T_{J(max)} < 225\ °C \quad \text{pour le silicium}$$

Si $T_{J(max)}$) est la condition à ne pas dépasser, on a :

$$\boxed{P_{D\,max} = \frac{T_{j(\max)} - T_A}{R_{\theta JA}}} \text{ ou encore } \boxed{P_{D\,max} = \frac{T_{j(\max)} - T_C}{R_{\theta JC}}}$$

Équation 8-27 Puissance nominale d'un transistor en fonction de sa résistance thermique.

La fiche signalétique des transistors 2N4401 et TIP140, par exemple, indique une température $t_{j(max)}$ de 150 °C, et celle du transistor 2N3055, une température $T_{j(max)}$ de 200 °C. On évitera bien sûr de travailler à des températures élevées, car la fiabilité d'un composant électronique décroît très vite quand la température augmente.

Exemple 8.10

Un montage emploie un transistor dont les caractéristiques thermiques sont : $R_{\theta JA}$ = 250 °C/W et $T_{J(max)}$ = 100 °C. Quelle valeur de puissance maximale peut dissiper ce transistor sachant que la température ambiante se maintient à 25 °C ?

Solution : $P_{D\,max} = \frac{T_{j(\max)} - T_A}{R_{\theta JA}} = \frac{100\ °C - 25\ °C}{250\ °C/W} = 0{,}3\ W$

Exemple 8.11

Calculer la température de jonction d'un transistor 2N4401 à une température ambiante de 25 °C et pour une puissance dissipée de 0,5 W.

Solution :

Selon les spécifications techniques du transistor 2N4401, $R_{\theta JA}$ = 200 °C/W.

$$T_j = T_A + R_{\theta JA} \cdot P_D = 25\ °C + (200\ °C/W \cdot 0{,}5\ W) = 125\ °C$$

On constate que la température de la jonction est inférieure à la température limite de 150 °C.

Exemple 8.12

Calculer la température de jonction d'un transistor TIP41 pour la même température ambiante et la même puissance dissipée que l'exemple précédent.

Solution :

$$T_j = T_A + R_{\theta JA} \cdot P_D = 25\ °C + (57\ °C/W \cdot 0{,}5\ W) = 53{,}5\ °C$$

On constate que la température de la jonction est inférieure à la température limite de 150 °C.

Comme on peut le constater, la résistance thermique plus petite du transistor TIP41 donne une température de jonction plus faible.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

8.8 Dissipateur thermique

Les transistors en régime de puissance doivent être capables de supporter des courants et des tensions élevés, tout en dissipant efficacement la chaleur générée pendant leur fonctionnement. Cela nécessite souvent l'utilisation de dispositifs de refroidissement tels que des dissipateurs de chaleur ou des ventilateurs pour maintenir le transistor à des températures sûres.

Dans cette section, nous présentons les principes fondamentaux des dissipateurs thermiques, des dispositifs essentiels pour favoriser la dissipation de la chaleur générée par les composants électroniques tels que les transistors. Ces dispositifs permettent de maintenir les transistors à des températures de fonctionnement sûres, prolongeant ainsi leur durée de vie et garantissant leur bon fonctionnement.

8.8.1 Introduction

Comme on l'a déjà vu, lorsqu'un transistor est traversé par un courant électrique, il génère de la chaleur qui est normalement évacuée dans le milieu ambiant par le boîtier du transistor. Cependant, dans certains cas, la chaleur produite peut s'accumuler plus rapidement qu'elle n'est dissipée, entraînant un échauffement excessif et potentiellement la destruction du transistor par emballement thermique.

Dans ces derniers cas, pour maintenir un fonctionnement normal du transistor, il faut donc **évacuer rapidement les calories** produites au niveau de la jonction en leur offrant un chemin aussi facile que possible jusqu'au milieu environnant. En d'autres mots, il faut aider le transistor à évacuer la chaleur plus vite qu'elle n'est produite, ou à tout le moins aussi vite. Le plus simple est de fixer le transistor sur une plaque de refroidissement de grande conductibilité thermique, appelé *dissipateur thermique* ou *radiateur de chaleur* (« *Heat sink* » en anglais). L'augmentation de la surface permet à la chaleur de s'évacuer plus facilement et, par le fait même, d'augmenter la puissance dissipée admissible.

Habituellement l'aluminium est utilisé dans la fabrication des radiateurs thermiques. Les dissipateurs commerciaux comportent généralement des « *ailettes de refroidissement* » et sont teintés de noir (anodisée) pour faciliter l'échange calorifique avec le milieu ambiant. Les radiateurs thermiques ont différentes configurations physiques afin de s'adapter à tous les types de boîtiers. La Figure 8-44 illustre différents radiateurs thermiques pour différents types de boîtiers.

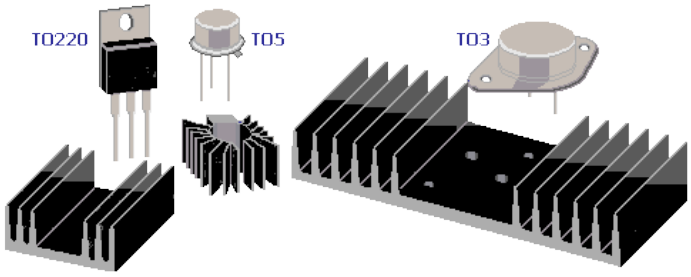
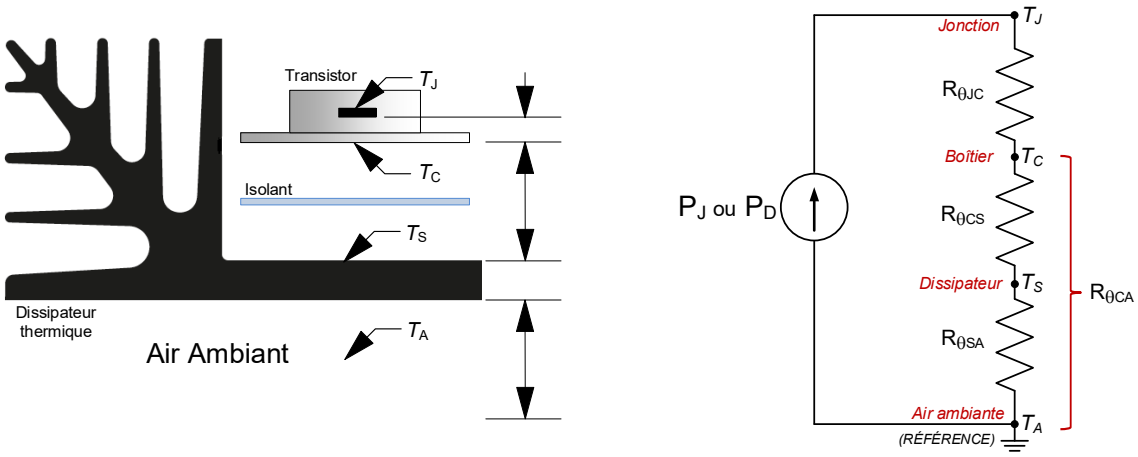


Figure 8-44 Différents dissipateurs thermiques pour transistor.

Il est à noter que la dissipation de chaleur d'un radiateur est plus efficace lorsque sa surface est plus grande. Cependant, une plus grande surface entraîne également un volume plus important, ce qui peut le rendre plus encombrant. Il arrive parfois que le châssis soit utilisé comme dissipateur thermique. Dans ce cas, les transistors de puissance sont en contact thermique avec le châssis tout en étant électriquement isolés. Dans cette configuration, le châssis entier agit comme un dissipateur thermique, contribuant à réduire significativement la température du boîtier du transistor. Cette méthode élimine la nécessité d'un radiateur, ce qui permet de gagner de l'espace lors de l'installation.

8.8.2 Circuit thermique d'un transistor avec dissipateur thermique

Le dissipateur thermique (ou radiateur de chaleur) assure donc un meilleur échange thermique entre le composant et l'air ambiant. La Figure 8-45a illustre un montage d'un transistor de puissance, d'une plaquette d'isolation et d'un radiateur. La disposition des différents composants et leur espacement ne correspondent pas à la réalité; ces éléments ont été « *éclatés* » pour faciliter la compréhension du schéma et de ce qui s'y rapporte.



a) b)

Figure 8-45 Montage et circuit thermique d'un transistor sur un radiateur thermique.

On peut considérer que trois obstacles principaux s'opposent à l'évacuation des calories (Figure 8-45).

1. Le premier obstacle est constitué par le contact plus ou moins franc entre la **jonction** et son **boîtier**. Sa résistance thermique est désignée par $R_{\theta JC}$ (ou θ_{JC}).

2. Le second est essentiellement constitué par le contact du boîtier avec le support (châssis, refroidisseur, etc…) sur lequel il est fixé. Cette deuxième résistance thermique est désignée par $R_{\theta CS}$ (ou θ_{CS})[note3] (incluant l'isolateur électrique, s'il y en a).

3. Enfin, le refroidisseur va céder de la chaleur au milieu ambiant avec plus ou moins de facilité, selon la résistance thermique que l'on appellera *résistance thermique radiateur-ambiant*, $R_{\theta SA}$ (ou θ_{SA})[note4].

En appliquant la loi d'ohm thermique au circuit de la Figure 8-45b, nous obtenons la relation suivante,

$$T_J = T_A + \left(R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}\right) \cdot P_D$$

Équation 8-28

Où **P_D** : puissance dissipée dans le transistor, en watts [W];
T_j : température de la jonction, en degrés Celsius [°C];
T_A : température ambiante, en degrés Celsius [°C];
$R_{\theta JC}$: résistance thermique jonction-boitier, en degrés Celsius par watt [°C/W];
$R_{\theta CS}$: résistance thermique boitier-radiateur, en degrés Celsius par watt [°C/W];
$R_{\theta SA}$: résistance thermique radiateur-ambiant, en degrés Celsius par watt [°C/W].

La résistance thermique entre le boîtier et le dissipateur ($R_{\theta CS}$) varie en fonction du type de montage utilisé, qu'il s'agisse d'un montage avec ou sans isolant, avec ou sans l'utilisation de pâte thermique. Sa valeur peut varier de manière significative, se situant généralement entre 0,1 et 0,9 °C/W. Lorsqu'elle n'est pas explicitement spécifiée ou déterminée, on utilise généralement de manière empirique une valeur standard d'environ 0,5 °C/W. Cette valeur est souvent utilisée comme une estimation générale pour les configurations où les détails spécifiques ne sont pas disponibles.

[3] $R_{\theta CS}$: Résistance thermique de la boîtier-refroidisseur en °C/W. En anglais, C : case (boîtier) et S : Heat Sink (dissipateur).

[4] $R_{\theta SA}$: Résistance thermique de la radiateur-ambiant en °C/W. En anglais, S : Heat Sink (dissipateur) et A : surrounding Air (air ambiant).

En utilisant l'Équation 8-28 comme base, nous pouvons formuler l'équation de la puissance nominale du circuit thermique illustré à la Figure 8-45.

$$P_{D(max)} = \frac{T_{J(max)} - T_A}{\left(R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}\right)}$$

Équation 8-29 Puissance nominale d'un transistor monté sur un dissipateur thermique.

Exemple 8.13

Supposons qu'un transistor assemblé sur un dissipateur thermique dissipe en permanence une puissance de 1,4 watt et que la température ambiante soit de 20 °C. On indique par ailleurs que : $R_{\theta JC}$ = 30 °C/W, $R_{\theta CS}$ = 0,5 °C/W et $R_{\theta SA}$ = 18 °C/W. Déterminer à quelle température se trouve la jonction.

Solution :

$$T_J = T_A + \left(R_{\theta SA} + R_{\theta CS} + R_{\theta JC}\right) \cdot P_D$$

$$T_J = 20\ °C + (30\ °C/W + 0{,}5\ °C/W + 18\ °C/W) \cdot 1{,}4\ W = 87{,}9\ °C$$

Exemple 8.14

Un transistor TIP41 est monté sur un dissipateur thermique ($R_{\theta SA}$ = 1,5 °C/W). Déterminer la puissance maximale que le transistor peut supporter, si la température ambiante autour du dissipateur de 40 °C.

Solution :

Selon la fiche technique du TIP41 : $P_{D(max)}$ = 2 W (T_A = 25 °C), $P_{D(max)}$ = 65 W (T_C = 25 °C), $R_{\theta JA}$ = 57 °C/W, $R_{\theta JC}$ = 1,67 °C/W et T_{Jmax} = 150 °C.

$$P_{D(max)} = \frac{T_{J(max)} - T_A}{\left(R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}\right)}$$

$$P_{D(max)} = \frac{150\ °C - 40\ °C}{(1{,}67\ °C/W + 0{,}5\ °C/W + 1{,}5\ °C/W)} = 29{,}97\ W$$

Cette configuration permet seulement une utilisation de 46% de la puissance maximale admissible.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 8.15

Le transistor TIP41 dissipe une puissance de 1,8 W à une température ambiante de 60 °C. Pouvons-nous se passer de dissipateur thermique ?

Solution :

La température de la jonction du transistor à l'air libre est,

$$T_J = T_A + \left(R_{\theta JA} \cdot P_D\right) = 60\ °C + (57\ °C/W \cdot 1{,}8\ W) = 162{,}6\ °C$$

Étant donné que $T_J > T_{Jmax}$, nous avons besoin d'un dissipateur thermique.

8.8.3 Dimensionnement du dissipateur thermique

Pour dimensionner correctement le radiateur thermique, plusieurs facteurs doivent être pris en compte. Tout d'abord, il est essentiel de connaître la dissipation de puissance maximale que le transistor peut dissiper, ainsi que ses caractéristiques thermiques, telles que la résistance thermique résistance thermique $R_{\theta JC}$ et la résistance thermique $R_{\theta JA}$. Ces deux paramètres indiquent respectivement la capacité du transistor à évacuer la chaleur vers le boîtier et vers l'environnement extérieur. En outre, il est important de connaître la température maximale admissible de la jonction, qui est généralement indiquée dans la fiche technique du transistor.

Une fois la température de la jonction trouvée, il est possible de déterminer la différence de température nécessaire entre la jonction et l'environnement ambiant pour maintenir le transistor dans des limites de température sûres. Cette différence de température, combinée avec la puissance dissipée, permet de calculer la dissipation thermique nécessaire pour le radiateur.

L'Équation 8-28 est utile non seulement pour déterminer la température de la jonction d'un transistor monté sur un dissipateur, mais aussi lors du calcul du dimensionnement approprié d'un radiateur thermique dans le processus de conception. Pour déterminer la résistance thermique du radiateur, nous isolons $R_{\theta SA}$ de l'Équation 8-28, nous obtenons :

$$\boxed{R_{\theta SA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - \left(R_{\theta JC} + R_{\theta CS}\right)}$$

Équation 8-30 Résistance thermique du radiateur.

Cette équation nous donne la résistance thermique du radiateur nécessaire pour maintenir la température de la jonction du transistor dans des limites acceptables. En l'absence d'information spécifique, une valeur standard de 0,5 °C/W peut être utilisée pour $R_{\theta CS}$. En se basant sur cette valeur

standard, il est possible de calculer la résistance thermique du radiateur requise afin de maintenir la température de la jonction du transistor dans des limites sécuritaires.

Exemple 8.16

Un transistor 2N3055 dissipe une puissance de 20 W en régime permanent dans un circuit. Déterminer la résistance thermique du dissipateur thermique si nous imposons une température maximale de jonction de 125 °C. et une température ambiante autour du dissipateur de 40 °C.

Solution :

Selon la fiche technique du 2N3055, $R_{\theta JC}$ = 1,52 °C/W

$$R_{\theta SA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - \left(R_{\theta JC} + R_{\theta CS}\right)$$

$$R_{\theta SA} = \frac{125\ °C - 40\ °C}{20\ W} - \left(1{,}52\ °C/W + 0{,}5\ °C/W\right) = 2{,}23\ °C/W \text{ (maximum)}$$

Il faut ensuite choisir dans un catalogue le dissipateur approprié. On choisit le dissipateur ayant la valeur la plus proche inférieure à la valeur calculée.

Exemple 8.17

Le transistor TIP41 dissipe une puissance de 1,8 W à une température ambiante de 60 °C. Pouvons-nous se passer de dissipateur thermique ? Si non, quelle serait la valeur de la résistance thermique du radiateur afin de faire fonctionner le transistor en toute sécurité ?

Solution :

Selon la fiche technique du TIP41 : $P_{D(max)}$ = 2 W (T_A = 25 °C), $P_{D(max)}$ = 65 W (T_C = 25 °C), $R_{\theta JA}$ = 57 °C/W, $R_{\theta JC}$ = 1,67 °C/W et T_{Jmax} = 150 °C.

La température de la jonction du transistor à l'air libre est,

$$T_J = T_A + \left(R_{\theta JA} \cdot P_D\right) = 60\ °C + (57\ °C/W \cdot 1{,}8\ W) = 162{,}6\ °C$$

Étant donné que $T_J > T_{Jmax}$, nous avons besoin d'un dissipateur thermique. La résistance thermique nécessaire pour le transistor sera,

$$R_{\theta SA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - \left(R_{\theta JC} + R_{\theta CS}\right)$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$R_{\theta SA} = \frac{150\ °C - 60\ °C}{1{,}8\ W} - (1{,}67\ °C/W + 0{,}5\ °C/W) = 47{,}83\ °C/W \text{ (maximum)}$$

Il faut choisir un dissipateur pour un boitier TO-220 dont la résistance thermique est inférieure à 47,83 °C/W.

8.8.4 Matériaux d'interface thermique

Les surfaces métalliques en contact, telles que celles du transistor et du dissipateur thermique, ne sont jamais parfaitement planes. Un examen microscopique de la zone de contact entre ces composants révèle la présence de multiples aspérités, limitant ainsi le contact à des points spécifiques. Dans les zones où le contact est absent, la chaleur doit traverser de l'air pour se dissiper, ce qui représente un conducteur thermique moins efficace.

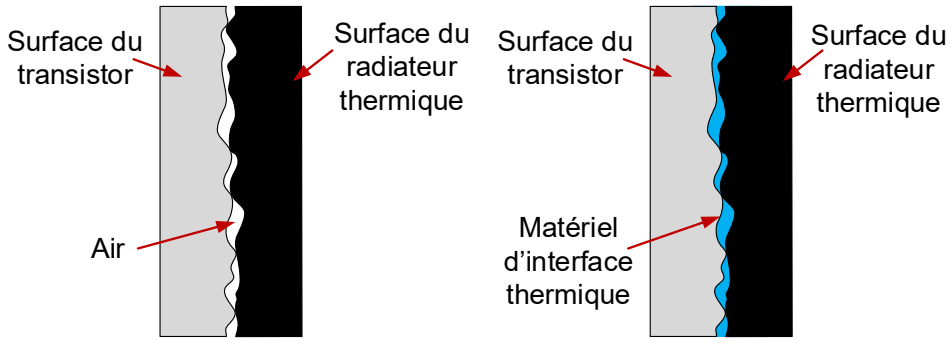


Figure 8-46 Surface de contact d'un transistor et un radiateur thermique.

En raison des imperfections présentes sur les surfaces du boîtier et de la base du dissipateur thermique, il est généralement conseillé d'utiliser un matériau d'interface thermique (ou *composé thermique*, « *Thermal compound* ») entre ces surfaces afin d'assurer un contact thermique optimal. L'utilisation de ce matériau améliore considérablement le transfert de chaleur de la surface des transistors vers le dissipateur thermique, bien qu'il soit important de prendre en compte la résistance thermique associée. En général, les matériaux d'interface thermique se caractérisent par leur conductivité thermique, exprimée en watts par mètre-Celsius (W/(m °C)).

Ces matériaux se présentent souvent sous forme de pâtes, de graisses ou de pads thermiques, et sont principalement composés de substances thermiquement conductrices telles que le silicone, l'oxyde de zinc ou l'argent. Leur application crée un pont thermique efficace entre le transistor et le dissipateur, facilitant ainsi la dissipation de la chaleur. La Figure 8-47 illustre différents matériaux d'interface thermique.

Figure 8-47 Différents matériaux d'interface thermique.

En outre, il est possible d'intercaler une feuille isolante électriquement, comme du mica, entre le boîtier et le dissipateur thermique. Cette approche est particulièrement utile lorsque plusieurs composants à refroidir partagent le même radiateur et que les boîtiers métalliques de ces composants doivent être isolés électriquement les uns des autres (par exemple, le collecteur d'un transistor avec un boîtier TO-220). Cette méthode permet de refroidir efficacement plusieurs composants différents avec un seul dissipateur thermique. La Figure 8-48 montre un kit de montage et un radiateur thermique pour un transistor ayant un boitier TO-3.

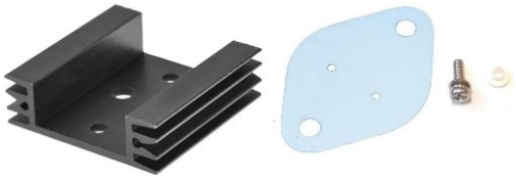


Figure 8-48 Kit de montage et radiateur thermique pour un transistor TO-3.

La Figure 8-49 illustre la technique de montage d'un transistor en boitier TO-3 sur un dissipateur thermique.

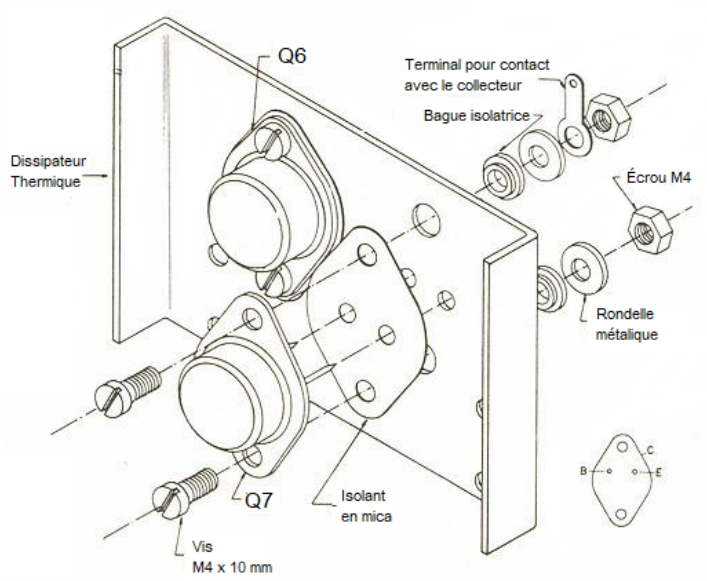


Figure 8-49 Montage de deux transistors TO-3 sur un radiateur thermique.

L'utilisation de matériaux d'interface thermique exercera une influence sur la valeur de la résistance thermique entre le boîtier et le dissipateur ($R_{\theta CS}$). Le Tableau 8-2 présente diverses configurations de montage et fournit les valeurs correspondantes de la résistance thermique résultante.

Tableau 8-2 Résistances thermiques $R_{\theta CS}$ entre boitiers et dissipateur selon le type de montage.

Type de boitier	Direct (°C/W)	Direct avec graisse (°C/W)	Avec isolant (*) (°C/W)	Avec isolant et graisse (°C/W)	Type de boitier	Direct (°C/W)	Direct avec graisse (°C/W)	Avec isolant (*) (°C/W)	Avec isolant et graisse (°C/W)
DO-4	0,6	0,5			TO-126				
DO-5	0.3	0,2			• à agrafe	3	1	7	3
TO-3	0,6	0,1	1	0,5	• à vis	1	0,5	6	3
SOT-93					TO-220				
• à agrafe	1,5	0,3	3	0,8	• à agrafe	1,4	0,3	2,2	0,8
• à vis	0,8	0,3	2,2	0,8	• à vis	1,4	0,5		
SOT-112					TO-220AB	0,3	0,2		
• à agrafe	2	1			TO-220AC	1,4	0,3		
TO-65		0,3			TOP3		0,2		
TO-48		0,4			RD91		0,15		
TO-66	0,9	0,6	2,5	1					

(*) Épaisseur de l'isolant : 0,07 mm

8.9 Fiches techniques

8.9.1 Fiche technique du transistor 2N4401

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector – Emitter Voltage	V_{CEO}	40	Vdc
Collector – Base Voltage	V_{CBO}	60	Vdc
Emitter – Base Voltage	V_{EBO}	6.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	600	mAdc
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/°C
Total Device Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	1.5 12	W mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	−55 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W

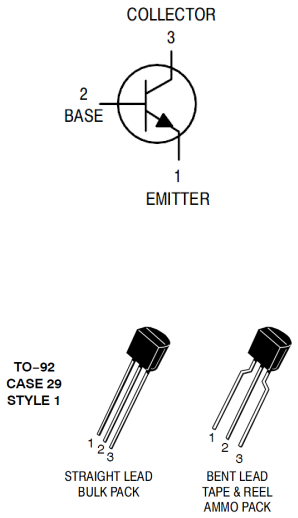


Figure 8-50 Extrait de la fiche technique du transistor 2N4401.

8.9.2 Fiche technique du transistor TIP41

Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	65 0.52	W W/°C
Total Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	2.0 0.016	W W/°C
Unclamped Inductive Load Energy (Note 1)	E	62.5	mJ
Operating and Storage Junction, Temperature Range	T_J, T_{stg}	−65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	1.67	°C/W
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	57	°C/W

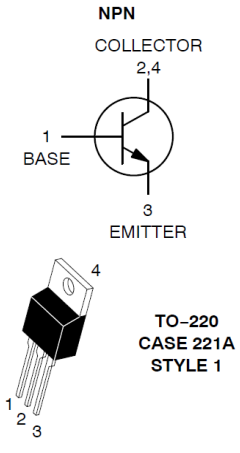


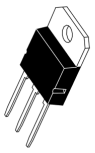
Figure 8-51 Extrait de la fiche technique du transistor TIP41.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

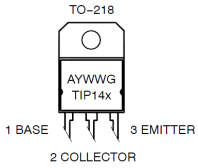
8.9.3 Fiche technique du transistor TIP140

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	TIP140 TIP145	TIP141 TIP146	TIP142 TIP147	Unit
Collector – Emitter Voltage	V_{CEO}	60	80	100	Vdc
Collector – Base Voltage	V_{CB}	60	80	100	Vdc
Emitter – Base Voltage	V_{EB}	5.0			Vdc
Collector Current – Continuous – Peak (Note 1)	I_C	10 15			Adc
Base Current – Continuous	I_B	0.5			Adc
Total Power Dissipation @ T_C = 25°C	P_D	125			W
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	–65 to +150			°C



SOT–93 (TO–218)
CASE 340D
STYLE 1



THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	1.0	°C/W
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	35.7	°C/W

Figure 8-52 Extrait de la fiche technique du transistor TIP140.

8.9.4 Fiche technique du transistor 2N3055

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector–Emitter Voltage	V_{CEO}	60	Vdc
Collector–Emitter Voltage	V_{CER}	70	Vdc
Collector–Base Voltage	V_{CB}	100	Vdc
Emitter–Base Voltage	V_{EB}	7	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	15	Adc
Base Current	I_B	7	Adc
Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate Above 25°C	P_D	115 0.657	W W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	– 65 to +200	°C

TO–204AA (TO–3)
CASE 1–07
STYLE 1

PIN 1. BASE
2. EMITTER
CASE: COLLECTOR

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	1.52	°C/W

Figure 8-53 Extrait de la fiche technique du transistor 2N3055.

8.9.5 Fiche technique du transistor TIP120/TIP125

TIP120, TIP121, TIP122 (NPN); TIP125, TIP126, TIP127 (PNP)

Plastic Medium-Power Complementary Silicon Transistors

Designed for general−purpose amplifier and low−speed switching applications.

Features

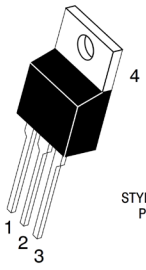
- High DC Current Gain −
  h_{FE} = 2500 (Typ) @ I_C = 4.0 Adc
- Collector−Emitter Sustaining Voltage − @ 100 mAdc
  $V_{CEO(sus)}$ = 60 Vdc (Min) − TIP120, TIP125
  = 80 Vdc (Min) − TIP121, TIP126
  = 100 Vdc (Min) − TIP122, TIP127
- Low Collector−Emitter Saturation Voltage −
  $V_{CE(sat)}$ = 2.0 Vdc (Max) @ I_C = 3.0 Adc
  = 4.0 Vdc (Max) @ I_C = 5.0 Adc
- Monolithic Construction with Built−In Base−Emitter Shunt Resistors
- Pb−Free Packages are Available*

*For additional information on our Pb−Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

ON Semiconductor®

www.onsemi.com

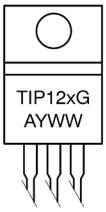
DARLINGTON
5 AMPERE
COMPLEMENTARY SILICON
POWER TRANSISTORS
60−80−100 VOLTS, 65 WATTS



TO−220AB
CASE 221A
STYLE 1

STYLE 1:
PIN 1. BASE
2. COLLECTOR
3. EMITTER
4. COLLECTOR

MARKING DIAGRAM



TIP12x	= Device Code
x	= 0, 1, 2, 5, 6, or 7
A	= Assembly Location
Y	= Year
WW	= Work Week
G	= Pb−Free Package

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information on page 3 of this data sheet.

TIP120, TIP121, TIP122 (NPN); TIP125, TIP126, TIP127 (PNP)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	TIP120, TIP125	TIP121, TIP126	TIP122, TIP127	Unit
Collector–Emitter Voltage	V_{CEO}	60	80	100	Vdc
Collector–Base Voltage	V_{CB}	60	80	100	Vdc
Emitter–Base Voltage	V_{EB}	5.0			Vdc
Collector Current – Continuous – Peak	I_C	5.0 8.0			Adc
Base Current	I_B	120			mAdc
Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	65 0.52			W W/°C
Total Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	2.0 0.016			W W/°C
Unclamped Inductive Load Energy (Note 1)	E	50			mJ
Operating and Storage Junction, Temperature Range	T_J, T_{stg}	−65 to +150			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	1.92	°C/W
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	°C/W

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

1. I_C = 1 A, L = 100 mH, P.R.F. = 10 Hz, V_{CC} = 20 V, R_{BE} = 100 Ω

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector–Emitter Sustaining Voltage (Note 2) (I_C = 100 mAdc, I_B = 0)	TIP120, TIP125 TIP121, TIP126 TIP122, TIP127	$V_{CEO(sus)}$	 60 80 100	 – – –	Vdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 30 Vdc, I_B = 0) (V_{CE} = 40 Vdc, I_B = 0) (V_{CE} = 50 Vdc, I_B = 0)	 TIP120, TIP125 TIP121, TIP126 TIP122, TIP127	I_{CEO}	 – – –	 0.5 0.5 0.5	mAdc
Collector Cutoff Current (V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0) (V_{CB} = 80 Vdc, I_E = 0) (V_{CB} = 100 Vdc, I_E = 0)	 TIP120, TIP125 TIP121, TIP126 TIP122, TIP127	I_{CBO}	 – – –	 0.2 0.2 0.2	mAdc
Emitter Cutoff Current (V_{BE} = 5.0 Vdc, I_C = 0)		I_{EBO}	–	2.0	mAdc
ON CHARACTERISTICS (Note 2)					
DC Current Gain (I_C = 0.5 Adc, V_{CE} = 3.0 Vdc) (I_C = 3.0 Adc, V_{CE} = 3.0 Vdc)		h_{FE}	1000 1000	– –	–
Collector–Emitter Saturation Voltage (I_C = 3.0 Adc, I_B = 12 mAdc) (I_C = 5.0 Adc, I_B = 20 mAdc)		$V_{CE(sat)}$	 – –	 2.0 4.0	Vdc
Base–Emitter On Voltage (I_C = 3.0 Adc, V_{CE} = 3.0 Vdc)		$V_{BE(on)}$	–	2.5	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Small–Signal Current Gain (I_C = 3.0 Adc, V_{CE} = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz)		h_{fe}	4.0	–	–
Output Capacitance (V_{CB} = 10 Vdc, I_E = 0, f = 0.1 MHz	TIP125, TIP126, TIP127 TIP120, TIP121, TIP122	C_{ob}	– –	300 200	pF

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

2. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%

TIP120, TIP121, TIP122 (NPN); TIP125, TIP126, TIP127 (PNP)

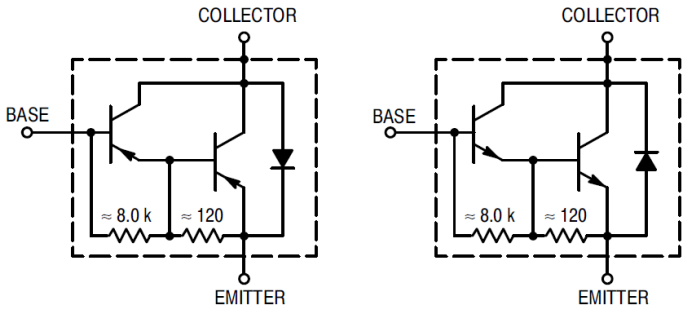


Figure 1. Darlington Circuit Schematic

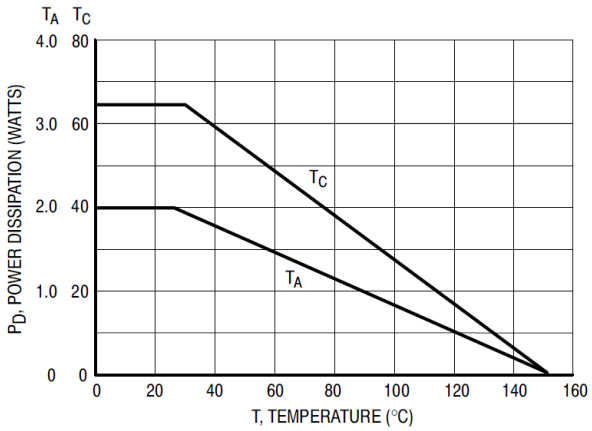


Figure 2. Power Derating

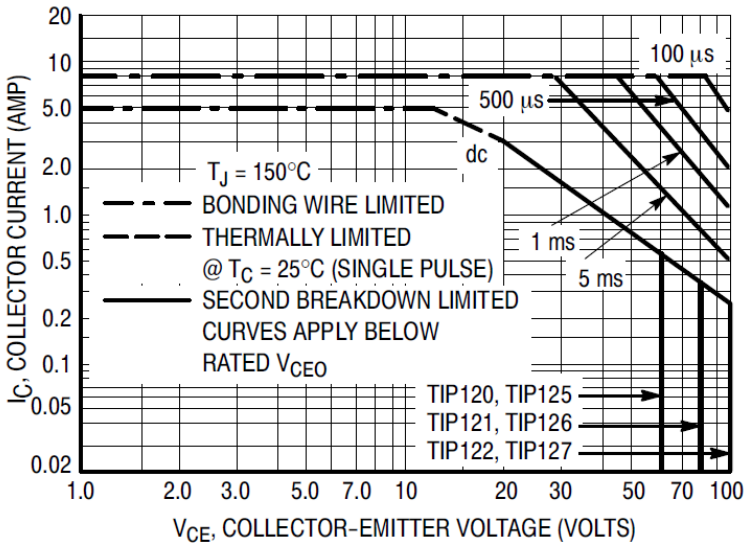
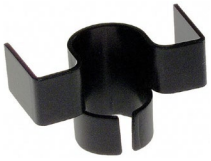


Figure 8-54 Extrait de la fiche technique du transistor TIP120/TIP125.
« Source : *On Semiconductor* »

8.9.6 Spécifications techniques des radiateurs thermiques

#1 Dissipateur thermique
TO-5

$R_{\theta SA} = 60\ °C/W$



#2 Dissipateur thermique
TO-5

$R_{\theta SA} = 35\ °C/W$

#3 Dissipateur thermique
TO-220

$R_{\theta SA} = 28{,}85\ °C/W$

#4 Dissipateur thermique
TO-220

$R_{\theta SA} = 24\ °C/W$

#5 Dissipateur thermique
TO-220

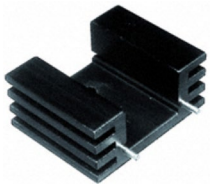
$R_{\theta SA} = 23{,}20\ °C/W$

#6 Dissipateur thermique
TO-220

$R_{\theta SA} = 14{,}42\ °C/W$

#7 Dissipateur thermique
TO-220

$R_{\theta SA} = 12{,}10\ °C/W$



#8 Dissipateur thermique
TO-220

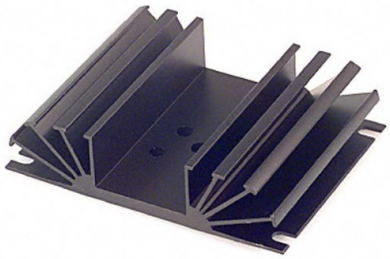
$R_{\theta SA} = 10\ °C/W$

#9 Dissipateur thermique
TO-3

$R_{\theta SA} = 7{,}80\ °C/W$

#10 Dissipateur thermique
TO-3

$R_{\theta SA} = 4{,}90\ °C/W$



#11 Dissipateur thermique
TO-3

$R_{\theta SA} = 2{,}40\ °C/W$

Figure 8-55 Variété de dissipateurs thermiques.

8.10 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'explorer certaines facettes des transistors en régime de puissance, en mettant particulièrement l'accent sur leurs fonctionnements dans les amplificateurs de puissance et les circuits de commutation.

Nous avons débuté par une brève présentation des généralités sur les transistors de puissance, comprenant les sujets suivants : les transistors complémentaires, les niveaux élevés de courant et de tension, les différents types de boîtiers utilisés pour ces transistors, la variation du gain statique (β) en fonction du courant de collecteur, introduit la dissipation thermique, mis la table pour l'étude sur l'efficacité et la vitesse de commutation.

Nous avons ensuite plongé dans la complexité de la gestion de la puissance dissipée dans les transistors bipolaires, en considération la dissipation de puissance maximale par rapport à la température ambiante, ainsi que le facteur de réduction de puissance, qui joue un rôle important dans le maintien des performances optimales du transistor. Nous avons également abordé la zone de second claquage, essentielle pour assurer le bon fonctionnement du transistor, surtout dans des conditions de fort courant et de tension élevée.

Nous avons également étudié en détail les associations de transistors, notamment le montage Darlington et le montage alpha. Ces configurations consistent à connecter deux transistors bipolaires en cascade pour obtenir un gain en courant élevé avec une faible impédance d'entrée.

En ce qui concerne les amplificateurs de puissance, nous avons exploré les amplificateurs de classe B, qui sont efficaces pour un fonctionnement à haute efficacité énergétique mais souffrent du phénomène de distorsion de croisement. De même, nous avons examiné les amplificateurs de classe AB, qui offrent un compromis entre efficacité énergétique et linéarité, avec des solutions discutées pour atténuer la distorsion de croisement.

L'étude des transistors en régime de commutation nous a permis de comprendre en profondeur leur fonctionnement dans les deux zones, notamment leur comportement à l'état bloqué et saturé. Nous avons examiné les facteurs influençant les temps de commutation et les conditions de saturation, essentiels pour assurer un fonctionnement efficace du transistor en régime de commutation. De plus, le rôle de la diode de roue libre a été mis en évidence. Cette diode protège les composants électroniques contre les surtensions inverses générées par les inducteurs lors de la commutation des circuits, en fournissant un chemin alternatif pour le courant induit à circuler en toute sécurité.

Enfin, nous avons examiné en détail les mécanismes de dissipation de chaleur dans les transistors bipolaires et discuté de l'importance cruciale des dissipateurs thermiques pour maintenir les transistors à des températures de fonctionnement sûres et efficaces.

8.11 Exercices de révision

8.11.1 Exercices – Associations de transistors

Question 8.1 Trouver : I_{BT2}, I_{CT2}, I_{ET1}, I_{BT1}, I_{CT1} et I_T.

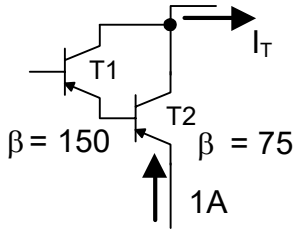


Figure 8-56

Question 8.2 Trouver : I_{CT1}, I_{ET1}, I_{BT2}, I_{CT2}, I_{ET2} et I_T.

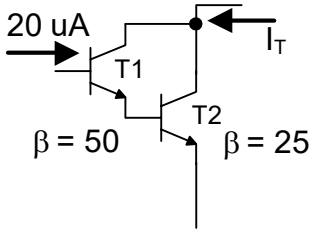


Figure 8-57

Question 8.3 Trouver : I_{CT1}, I_{ET1}, I_{BT2}, I_{CT2}, I_{ET2} et I_T.

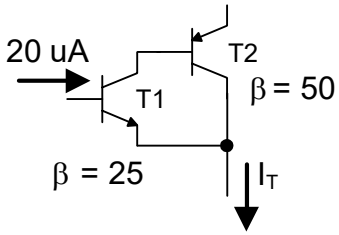


Figure 8-58

8.11.2 Exercices – Montages *push-pull*

Question 8.4 Soit le circuit de la Figure 8-59.

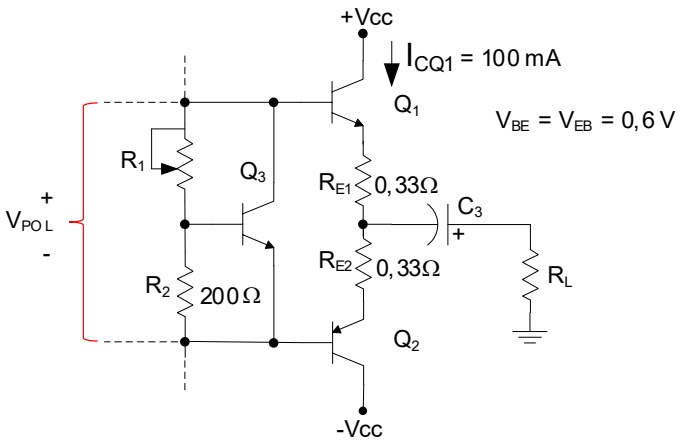


Figure 8-59

a) Quelle est la tension V_{POL} ?
b) Quelle est la valeur d'ajustement de R_1 ?

Question 8.5 Soit le circuit de la Figure 8-60.

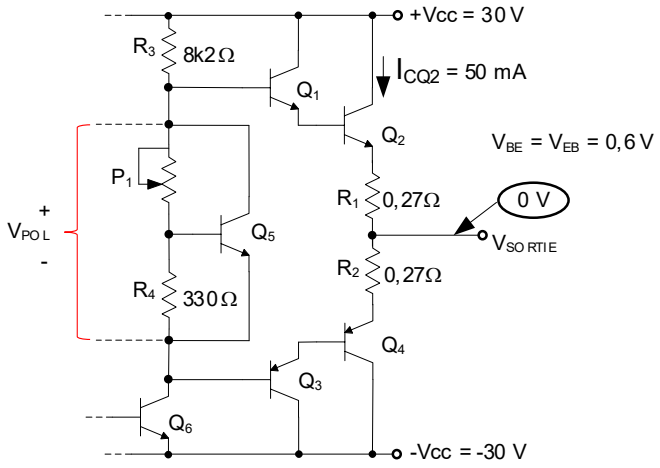


Figure 8-60

a) Trouvez la valeur d'ajustement de P_1.
b) Trouvez I_{CQ6}.
c) Trouvez I_{CQ5}.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

8.11.3 Exercices – Transistor en régime de commutation

Question 8.6 Soit le circuit de la Figure 8-61, un transistor fonctionnant en commutation.

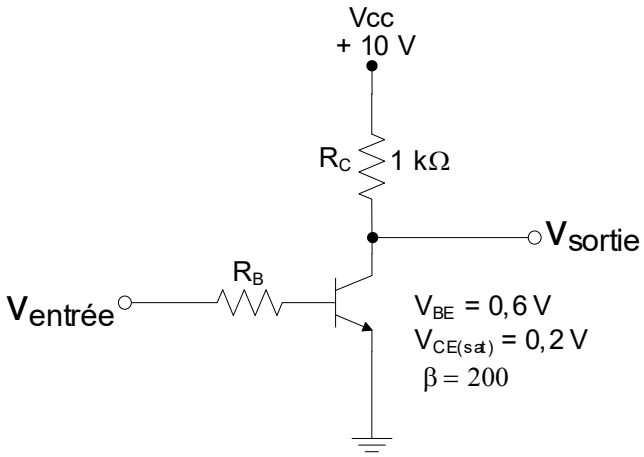


Figure 8-61

a) Calculer la tension V_{CE} lorsque $V_{entrée}$ = 0V, c'est-à-dire $V_{CEcoupé}$.
b) Quel est le courant de base I_B minimum requis pour saturer le transistor ?
c) Calculer la valeur maximale de la résistance R_B lorsque $V_{entrée}$ = 5V.

Question 8.7 Soit le circuit montré à la Figure 8-62, un transistor fonctionnant en commutation.

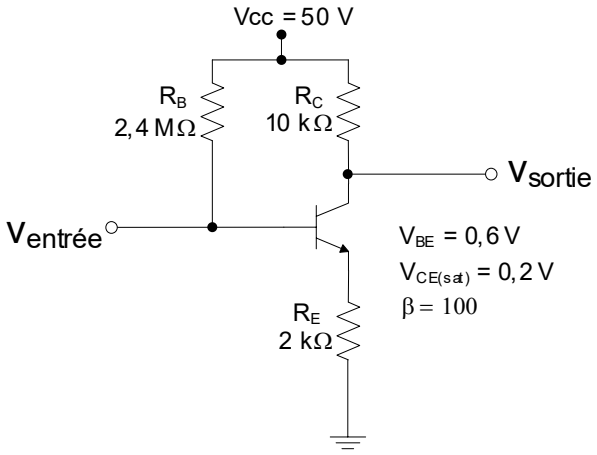


Figure 8-62

a) I_{CSAT}
b) $V_{CEcoupé}$

Question 8.8 On souhaite commander l'allumage d'une DEL à partir d'un signal V_B prenant deux valeurs : 0 ou 5 V.

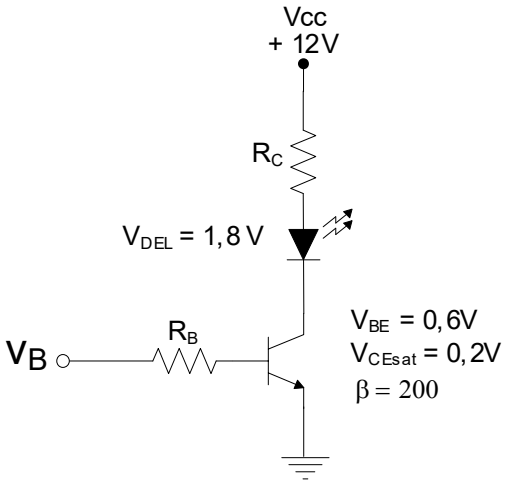


Figure 8-63

a) Calculez R_C pour que le courant circulant dans la DEL lorsque le transistor est saturé soit égal à 20 mA.

b) Calculez R_B pour saturer le transistor lorsque V_B = 5 V ($I_C/I_B = \beta/2$).

8.11.4 Exercices – Puissance nominale d'un transistor

Question 8.9 Un transistor de 50 W (voir courbe de dissipation ci-dessous) est employé dans un montage où la dissipation n'est que de 6 W.

a) Quelle est la température du boitier maximale que l'on peut tolérer dans ces conditions ?

a) Quelle valeur maximale peut-on donner à $R_{\theta CA}$?

b) Quelle puissance pourrait dissiper ce transistor en supposant un montage thermique parfait sur un dissipateur infini ?

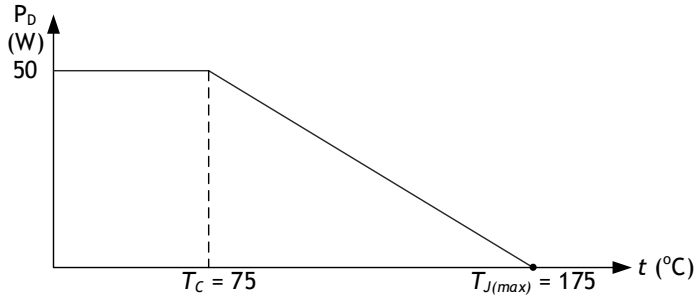


Figure 8-64

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 8.10 On considère un montage avec un transistor 2N389 dont le constructeur donne la résistance thermique $R_{\theta JA}$ = 50 °C/W et $T_{J(max)}$ = 150 °C.

a) Quelle est la puissance maximale dissipée si l'on veut que le montage fonctionne de 25 °C à 50 °C ?
b) Si l'on veut dissiper une puissance maximale égale à 3 W, quelle est la température ambiante la plus haute autorisée ?

Question 8.11 Quelle est la puissance dissipée nominale du transistor TIP41 à une température ambiante de 50 °C à l'air libre.

8.11.5 Exercices – Dissipateur thermique

Question 8.12 Si l'on monte le transistor TIP41 de la Question 8.11 sur un dissipateur thermique dont la résistance vaut $R_{\theta SA}$ = 5 °C/W, calculez la nouvelle puissance dissipée nominale.

Question 8.13 Un transistor de puissance possède les caractéristiques suivantes :

$$P_{D(max)} = 200 \text{ W}, T_{j(max)} = 175 \text{ °C et } R_{\theta JC} = 0{,}8 \text{ °C/W}$$

a) Quelle puissance maximale pourra dissiper ce transistor en supposant que l'on puisse maintenir la température du boitier à 25 °C, soit la température ambiante ?
b) Quelle puissance maximale pourra dissiper ce même transistor s'il est monté directement sur un dissipateur en aluminium dont la résistance thermique est de $R_{\theta JC}$ = 8 °C/W. Précisions aussi que le contact thermique boitier-dissipateur cause une résistance thermique supplémentaire $R_{\theta CS} \approx 0{,}2$ °C/W.
c) Le montage direct de la question précédente est remplacé par un montage sur isolant mica ce qui porte la résistance thermique à $R_{\theta CS}$ = 2 °C/W. Quelle est, dans ce cas, la dissipation maximale tolérable ?

Question 8.14 Un transistor de puissance TIP140 fonctionne à une température de 35 °C et devra dissiper une puissance de 20 W.

a) Dessinez le schéma thermique du transistor utilisé seul à l'air libre et démontrez que le transistor a besoin d'un dissipateur thermique.
b) Le transistor est maintenant fixé sur un dissipateur thermique avec un mica ($R_{\theta CS}$ = 0,5 °C/W) pour isoler électriquement le collecteur du transistor de la masse. Dessinez le schéma thermique du montage.
c) Calculez la valeur maximale de la résistance thermique du dissipateur thermique pour qu'à la puissance prévue, la température de la jonction ne dépasse pas $T_{j(max)}$.
d) Dans les conditions de c), calculez la température du boitier et celle du dissipateur thermique.
e) Par mesure de sécurité, on désire limiter la température de la jonction à 125 °C, calculez la nouvelle valeur maximale de la résistance thermique du dissipateur thermique pour la même puissance.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Chapitre 9
Les transistors à effet de champ

Le transistor bipolaire est le composant essentiel des circuits électroniques linéaires. Cependant, dans certaines applications, le choix se porte plutôt sur le transistor à effet de champ (*TEC*), également appelé *FET* (« *Field Effect Transistor* »). Ce chapitre a pour ambition de renforcer votre compréhension des TEC en examinant en profondeur leurs propriétés spécifiques. Il mettra également l'accent sur les méthodes de calcul permettant de déterminer les points de fonctionnement et les paramètres essentiels liés à leur polarisation.

9.1 Introduction

La théorie sur les transistors à effet de champ remonte aux années 1920-1930, soit deux décennies avant l'invention du transistor bipolaire. À cette époque, Julius Edgar Lilienfeld, aux États-Unis, envisagea un modèle de transistor où le courant serait contrôlé par l'application d'un champ électrique. Cependant, en raison du manque de matériaux semi-conducteurs appropriés et d'une technologie encore immature, la concrétisation de cette idée a été extrêmement lente. Ce n'est qu'en 1952 que William Shockley proposa le premier transistor FET. Les premiers produits industriels basés sur cette technologie ne firent leur apparition qu'au cours des années 1970. Depuis, les FET ont été largement étudiés, améliorés et diversifiés pour répondre aux besoins croissants de l'industrie électronique.

Dans la famille des transistors à effet de champ, nous distinguons deux types de technologies éminentes. D'une part, les transistors à effet de champ à jonction, communément désignés par l'acronyme JFET (de l'anglais « *Junction Field Effect Transistor* »), qui tirent leur nom de la structure de jonction présente. D'autre part, les transistors à effet de champ à grille métallique isolée par une couche d'oxyde de silicium, plus connus sous l'abréviation MOSFET (de l'anglais « *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* »), caractérisés par leur conception sophistiquée mettant en œuvre une grille métallique isolée par une fine couche d'oxyde de silicium.

La Figure 9-1 offre une représentation visuelle des deux technologies de transistors à effet de champ, accompagnée de leurs symboles respectifs.

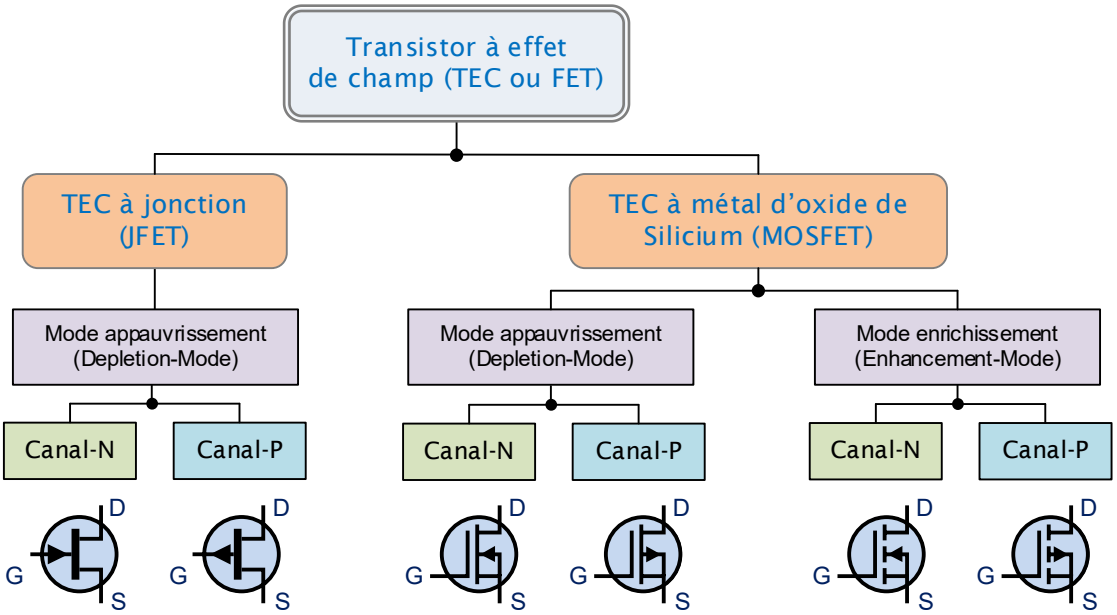


Figure 9-1 Famille des FET à canal N et à canal P ainsi que leurs symboles respectifs.

Les JFET, basés sur le principe de la modulation de la conductivité d'un canal semi-conducteur par une tension de grille, ont été les premiers à être largement utilisés dans les applications électroniques. Les MOSFET, apparus à la fin des années 1960, ont rapidement gagné en popularité en raison de leur faible consommation d'énergie, leur capacité à être facilement miniaturisés et leur compatibilité avec les technologies de fabrication de circuits intégrés.

Depuis leur introduction, les FET ont continué à évoluer pour répondre aux exigences croissantes des applications électroniques. Les avancées technologiques ont permis de développer des FET à haute performance, capables de fonctionner à des vitesses élevées, de supporter des tensions élevées et de consommer très peu d'énergie. De plus, les techniques de fabrication avancées ont permis de miniaturiser ces dispositifs, ouvrant la voie à une intégration plus poussée dans les circuits intégrés complexes.

Les FET sont désormais omniprésents dans de nombreux domaines, notamment les télécommunications, l'informatique, l'électronique grand public et les applications industrielles. Leur polyvalence et leur efficacité en font des composants essentiels pour la conception de systèmes électroniques modernes, et leur importance ne cesse de croître avec l'avènement de nouvelles technologies et de nouveaux besoins.

Dans ce chapitre, nous explorerons les JFET et les MOSFET. Notre objectif est de fournir une vue d'ensemble complète de ces dispositifs, en mettant en évidence leurs caractéristiques distinctives, leurs principes de fonctionnement et leurs circuits de polarisation.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

9.2 Transistor à effet de champ à jonction

La principale différence entre un transistor bipolaire et un transistor à effet de champ est que le premier est contrôlé par un courant et que le deuxième est contrôlé par une tension. Dans cette section, nous aborderons de manière succincte la construction des JFET, ainsi qu'un aperçu condensé de leurs principes de fonctionnement. Nous opterons pour un modèle de construction pédagogique, orienté vers la simplification, afin de rendre le sujet plus abordable et de faciliter sa compréhension, tout en gardant à l'esprit que ce modèle ne représente pas fidèlement la manière dont les FET sont réellement construits.

9.2.1 Construction et symbole

La construction d'un transistor à effet de champ de type *N* consiste en un barreau de semi-conducteur de type *N* étranglé par un anneau (souvent appelé « *Beignet* ») de type *P*, appelé ***zone de déplétion***. Un transistor à effet de champ de type *P* a un barreau de type *P* et une zone de déplétion de type *N*. La partie inférieure est appelée la ***source***, la partie supérieure est appelée le ***drain*** et entre les deux on retrouve la ***grille***.

La zone de déplétion constitue ce qu'on appelle le *canal*. C'est par cet espace étroit (Figure 9-2) que les électrons doivent passer pour se déplacer de la source au drain (courant électronique). La largeur de ce canal est importante parce que c'est elle qui détermine l'intensité du courant qui traversera le JFET. Les symboles ainsi qu'une représentation schématique des transistors JFET à canal *N* et *P* sont donnés ci-dessous.

a) Canal N b) Canal P

Figure 9-2 Représentation didactique d'un JFET à canal N et à canal P.

La Figure 9-3 représente le symbole électronique d'un JFET de type N et de type P. Voici un moyen mnémotechnique pour vous rappeler le type de symbole. Imaginez que le trait vertical du symbole symbolise le canal auquel sont connectés la source et le drain. La grille est munie d'une flèche qui pointe *vers le bloc de type N*. De cette façon, on voit que le symbole de la Figure 9-3a représente un JFET à canal *N*. La Figure 9-3b représente le symbole électronique d'un JFET de type *P*. La flèche pointe vers l'extérieur, à l'opposé du canal, par conséquent, le canal est de type P, car la flèche pointe toujours vers le *bloc de type N*. Le JFET à canal *P* est le complément du JFET à canal *N*. On peut donc se limiter à l'étude du JFET à jonction *N* et appliquer les résultats au JFET à jonction *P* par complémentarité comme on l'a déjà fait pour les transistors bipolaires.

a) Canal N b) Canal P

Figure 9-3 Symboles d'un JFET à canal N et à canal P.

9.2.2 Types de boîtiers

Les transistors JFET sont fournis dans une gamme de boîtiers standards, tels que D2PAK, TO-92, SOT-23 et TO-220. La Figure 9-1 montre différents types de boîtiers pour les transistors à effet de champ à jonction.

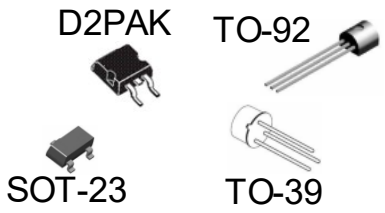


Figure 9-4 Différents boitiers des JFET.

9.2.3 Principe de fonctionnement

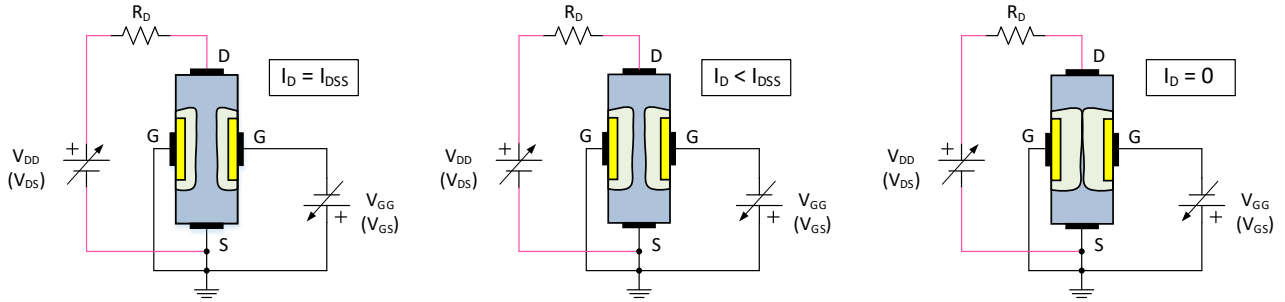
La grille et le canal forment une jonction PN. La zone d'appauvrissement autour de cette jonction étant isolante, l'épaisseur de celle-ci contrôle la dimension du canal au centre de la zone de déplétion. Dans le cas d'un JFET de type *N*, la grille est polarisée par une tension négative par rapport au canal. Le but est d'obtenir une zone d'appauvrissement dont l'épaisseur est ajustée par la tension entre la grille et la source. Plus cette tension est grande, plus le canal est petit et moins de courant peut traverser la structure du JFET.

Examinons le comportement du JFET en appliquant une **faible** tension positive, notée V_{DS} (V_{DD}), entre le drain et la source. Simultanément, une source de tension négative, appelée V_{GS}, est appliquée entre la grille et la source. Cette configuration nous permet d'observer de près l'impact des différentes valeurs de V_{GS} sur le fonctionnement du JFET. Dans cette configuration, trois cas de figure se présentent :

1. Si V_{GS} = 0, le canal du JFET est complètement ouvert, permettant au courant de circuler librement du drain vers la source, I_D. C'est dans cette configuration que le courant à travers le canal atteint son maximum. Ce courant est appelé le *courant de saturation maximal* (I_{DSS}). À ce stade, la conductance du JFET est également à son maximum (Figure 9-5a).

2. Lorsque la tension grille-source devient négative ($V_{GS} < 0$), la région de déplétion entre la grille et le canal s'étend, réduisant ainsi la largeur effective du canal disponible pour le passage du courant. En conséquence, la résistance du canal augmente, ce qui entraîne une diminution de la conductance du JFET. Plus la tension $|V_{GS}|$ devient négative, plus la résistance du canal augmente, et moins de courant peut circuler à travers le dispositif (Figure 9-5b).

3. Lorsque la tension grille-source atteint une valeur spécifique, $V_{GS} = V_{GSoff}$ [note1], les deux zones de déplétion se rejoignent, ce qui supprime le canal, bloque complètement le passage et interrompt tout courant à travers le dispositif (Figure 9-5c). La conductance tend alors vers 0 (impédance infinie). En pratique, elle est de l'ordre de 10 MΩ.



V_{GS} = 0, I_D est maximum — a)

$V_{GS} < 0$, I_D est plus faible — b)

$V_{GS} = V_{GSoff}$, I_D est nul — c)

Figure 9-5 Rétrécissement du canal en fonction de la tension de grille V_{GS} appliquée.

L'amplitude du courant circulant dans le canal drain-source est ainsi contrôlée par la tension appliquée sur l'électrode de grille. En conclusion, le JFET se comporte comme une résistance dont la valeur est contrôlée par V_{GS} (Figure 9-6).

[1] V_{GSoff} est la tension entre la grille et la source nécessaire pour bloquer le JFET.

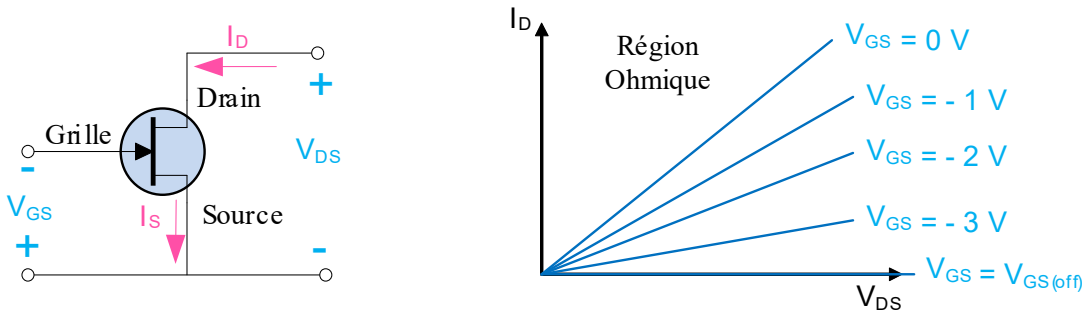


Figure 9-6 Zone Ohmique du JFET \ canal N.

Remarque : Le JFET à canal P fonctionne de manière similaire au JFET à canal N décrit précédemment, à l'exception de deux différences importantes :

1. Dans le JFET à canal P, le courant dans le canal est induit par la conduction des trous, et non des électrons. Par conséquent, il est inverse par rapport au JFET à canal N.

2. Pour polariser correctement la jonction PN dans le JFET à canal P, la polarité de la tension de grille doit être positive, contrairement au JFET à canal N où elle est négative.

9.2.4 Relation des courants du JFET

À mesure que la tension V_{GS} devient négative, un courant de grille à source (I_{GS}) est généré. Cependant, étant donné que la jonction PN entre la grille et le canal est polarisée en inverse, ce courant est souvent très faible voire négligeable. Donc,

$$I_G = 0$$

Équation 9-1

Pour cette raison, il est courant de considérer que le courant de source (I_S) est égal au courant de drain (I_D) dans un transistor JFET.

$$I_D = I_S$$

Équation 9-2

Cette observation s'avérera utile lors de l'analyse statique des circuits de polarisation.

9.3 Caractéristiques d'un transistor à effet de champ à jonction

Avant d'approfondir notre exploration du monde du transistor à effet de champ à jonction (JFET), prenons un moment pour mettre en avant leurs caractéristiques principales. Nous nous limiterons aux aspects les plus essentiels dans cette présentation, afin de ne pas alourdir cet exposé. Cependant, il est primordial de garder à l'esprit que pour une maîtrise complète des JFET, il est indispensable de comprendre et d'appréhender toutes les subtilités qui les accompagnent. Dans cette section, nous aborderons les caractéristiques principales du JFET, telles que le courant de drain, la tension de seuil et la conductance de transfert. De plus, nous appuierons notre étude avec les spécifications techniques pertinentes.

9.3.1 Montage expérimental

On peut mesurer les caractéristiques du transistor en établissant un circuit comme celui de la Figure 9-7. L'objectif est de faire varier les tensions V_{GG} et V_{DD} afin d'établir les différents courants et tensions caractéristiques du transistor JFET. Dans ce processus, le courant conventionnel circule à travers le canal, du drain vers la source.

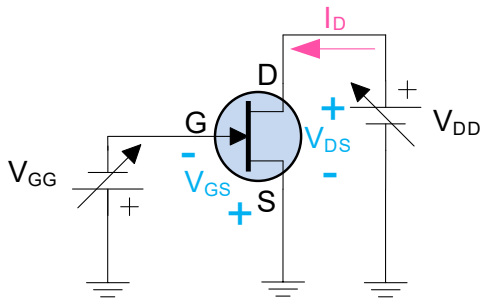


Figure 9-7 Montage expérimental pour vérifier les caractéristiques d'un JFET à canal N.

9.3.2 Famille des courbes $I_D(V_{DS})$

Le JFET agit comme une résistance contrôlée dont la résistance (R_{DS}) varie de zéro lorsque $V_{GS} = 0$ et devient maximum lorsque la tension de grille devient très négative. Dans des conditions normales de fonctionnement d'un JFET à canal *N*, la tension de grille doit impérativement rester négative par rapport à la source. Il est essentiel que cette tension ne devienne jamais positive, car cela rendrait la jonction *PN* entre la grille et le canal conductrice. Une telle situation entraînerait un passage du courant de drain à travers la grille, risquant ainsi de détériorer le JFET.

La Figure 9-8 montre la relation typique d'un transistor JFET à canal *N* entre le courant de drain I_D et la tension V_{DS} pour des valeurs de V_{GS} données. Remarquez la similitude entre ces courbes et celles d'un transistor bipolaire I_C (V_{CE}). Les différences principales sont la tension de saturation qui est plus élevée et qui change selon la valeur de V_{GS} et le fait que les courbes ne sont pas espacées régulièrement.

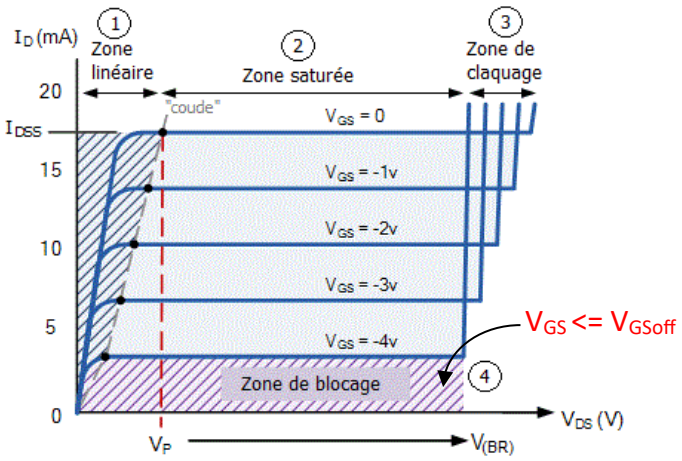


Figure 9-8 Caractéristiques I_D -V_{DS} d'un JFET à canal N.

La Figure 9-8 définit les quatre zones de travail d'un JFET :

- La zone 1 : La **zone linéaire** ou la **zone ohmique** (en anglais, « *Ohmic region* »). Lorsque V_{DS} est très petite, le JFET fonctionne comme une résistance contrôlée.

- La zone 2 : La **zone active** ou de **saturation** (en anglais, « *active or saturation region* »). Le JFET agit comme une source de courant contrôlée par la tension de grille. La tension drain-source V_{DS} a peu ou pas d'effet dans cette zone.

- La zone 3 : La **zone de claquage** ou **rupture** (en anglais, « *breakdown region* »). La tension V_{DS} entre le drain et la source est suffisamment haute pour créer un claquage du canal résistif. Le courant I_D augmente alors de manière incontrôlée.

- La zone 4 : La **zone de blocage** (en anglais, « *Cutoff region* »). Lorsque la tension V_{GS} est suffisamment négative, le canal est fermé et le courant $I_D = 0$. Le JFET est alors similaire à un circuit ouvert.

Voici ce que signifient les termes inscrits à la Figure 9-8 :

I_{DSS} : est le courant de drain lorsque $V_{GS} = 0V$.

V_{GSoff} : est la tension entre la grille et la source nécessaire pour bloquer le JFET.

V_p : signifie *tension de pincement* (note2), c'est la tension de saturation du transistor @ I_{DSS}.

$V_{(BR)}$: signifie « *BReak down Voltage* », c'est la tension de rupture du JFET.

[2] En anglais P signifie « *pinch-off* » (pincement).

9.3.3 Tension grille-Source

Dans un JFET, la tension notée V_{GS} représente la différence de potentiel entre la grille et la source. Comme nous l'avons vu dans la section sur le principe de fonctionnement des JFET, c'est l'une des principales caractéristiques de ces transistors. Elle contrôle le courant entre le drain et la source en modifiant la largeur de la zone de déplétion (canal) près de la jonction PN sous la grille. Lorsque la tension grille-source est modifiée, elle influence la résistance entre le drain et la source, ce qui à son tour régule le courant traversant le JFET.

À noter que cette tension V_{GS} sera :

- Négative dans le cas d'un JFET à canal N;
- Et positive dans le cas d'un JFET à canal P.

9.3.4 Caractéristiques de drain d'un JFET

Dans le circuit de la Figure 9-9, nous pouvons mesurer le courant de drain correspondant à $V_{GS} = 0$.

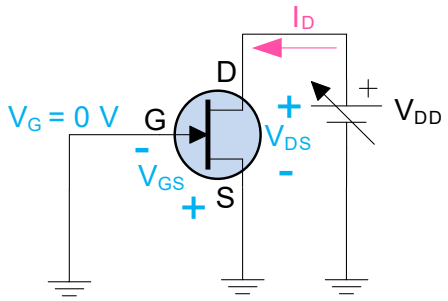


Figure 9-9 Montage expérimental avec grille court-circuité d'un JFET à canal N.

Tension de coude ou de pincement V_P

Comme on l'a déjà vu, dans le fonctionnement normal, la grille est polarisée en inverse, même lorsque la tension grille est nulle. Autrement dit, on peut réduire la tension V_{GS} à zéro comme le circuit de la Figure 9-9. On a alors ce qu'on appelle le fonctionnement avec la *grille court*-circuitée. La Figure 9-10 représente le courant de drain en fonction de la tension V_{DS} avec la grille court-circuitée. Le courant de drain augmente rapidement au début, puis il se stabilise. Entre les tensions V_P et $V_{DS(max)}$ le courant de drain est presque constant. Lorsque la tension V_{DS} augmente encore, on atteint la zone de claquage (zone 3 sur la Figure 9-8). Ce qui provoque la rupture du canal (ou *claquage du canal*).

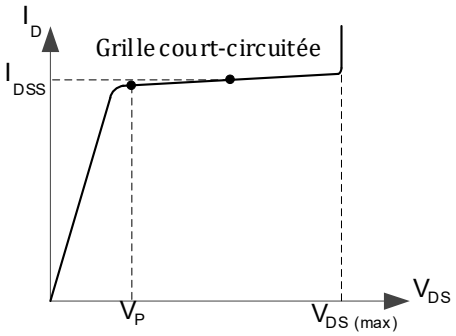


Figure 9-10 Courant de drain d'un JFET à canal N avec la grille court-circuitée (V_{GS} = 0).

La *tension de coude*, ou *tension de pincement*, V_P est la valeur de V_{DS} au-delà de laquelle le courant de drain est pratiquement constant. Pour une tension $V_{DS} = V_P$, la zone de charge d'espace envahit tout le canal, le canal est très étroit et les deux zones de déplétion se touchent presque (Figure 9-5c). Le petit couloir entre les deux zones de déplétion tend à limiter le courant. Si la tension V_{DS} augmente, le courant de drain augmente très peu.

Le courant de drain avec la grille court-circuitée I_{DSS}

Lorsque la tension V_{GS} est égale à 0, le courant de drain atteint une valeur spécifique appelée I_{DSS}. Ce terme, qui signifie « *current Drain to Source with Short gate* » en anglais, correspond au courant drain-source lorsque la grille est court-circuitée, c'est-à-dire à une tension de 0 V. Cette valeur est généralement fournie par le fabricant dans les spécifications techniques du composant. Les spécifications techniques spécifient I_{DSS} à une tension de drain définie, entre la tension de coude et la tension de rupture. Cette valeur est utilisée dans les calculs de conception pour déterminer les paramètres de fonctionnement du JFET dans un circuit donné.

À titre d'exemple, la fiche technique du transistor 2N5458, nous indique une valeur typique de I_{DSS} = 6 mA pour V_{DS} = 15 V et V_{GS} = 0 V à T_A = 25 °C.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS						
Zero–Gate–Voltage Drain Current (Note 1) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0)	2N5457 2N5458	I_{DSS}	1.0 2.0	3.0 6.0	5.0 9.0	mAdc

Figure 9-11 Extrait de la fiche technique du transistor 2N5457.
« Source : *On Semiconductor* »

Comme le courant I_{DSS} est mesuré avec une tension de grille-source nulle, c'est le courant de drain maximum que l'on pourra observer. En effet, toute autre tension V_{GS} dans la région normale de fonctionnement entraîne un courant de drain plus faible.

9.3.5 Tension Drain-Source V_{DS}

La tension drain-source (V_{DS}) est la différence de potentiel électrique entre le drain et la source d'un transistor à effet de champ à jonction. C'est une caractéristique importante qui joue un rôle crucial dans le fonctionnement du JFET, car elle influe directement la puissance dissipée par le transistor. Elle détermine également le mode de fonctionnement du JFET, que ce soit en saturation ou en coupure.

La tension drain-source maximale supportée par le JFET est généralement indiquée dans les caractéristiques techniques fournies par le fabricant, le plus souvent sous la section « *Maximum rating* ». À titre d'exemple, la fiche technique du transistor 2N5458, nous indique une valeur maximale de V_{DS} = 25 V.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain–Source Voltage	V_{DS}	25	Vdc

Figure 9-12 Extrait de la fiche technique du transistor 2N54587.
« Source : *On Semiconductor* »

9.3.6 Tension grille-source de blocage V_{GSoff}

La tension grille-source de blocage, notée V_{GSoff}, correspond à la valeur de V_{GS} pour laquelle le transistor à effet de champ à jonction est totalement bloqué, rendant le courant de drain (I_D) nul. En d'autres termes, à V_{GSoff}, le JFET se trouve en mode de coupure : le canal entre le drain et la source est fermé, empêchant tout courant significatif de circuler. Bien qu'un faible courant de fuite puisse subsister, il reste généralement négligeable dans cette situation.

À titre d'exemple, la fiche technique du transistor 2N5458, nous indique une valeur maximale de V_{GSoff} = -7 V pour V_{DS} = 15 V et un courant de fuite de i_D = 10 nAdc à T_A = 25 °C.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS						
Gate–Source Cutoff Voltage (V_{DS} = 15 Vdc, i_D = 10 nAdc)	2N5457 2N5458	$V_{GS(off)}$	–0.5 –1.0	– –	–6.0 –7.0	Vdc

Figure 9-13 Extrait de la fiche technique du transistor 2N5458.
« Source : *On Semiconductor* »

9.3.7 Courbe I_D (V_{GS})

Pour un JFET, la relation entre le courant du drain (I_D) et la tension d'entrée (V_{GS}) est connue sous le nom de *conductance de transfert* ou *transconductance*. La Figure 9-14 illustre cette relation graphique entre I_D et V_{GS}, valide tant que le JFET fonctionne dans sa zone d'opération active (voir Figure 9-8). On l'appelle aussi la *courbe de transconductance*. Cette relation suit une loi quadratique, ce qui explique l'espacement irrégulier des courbes dans la Figure 9-8. Cette représentation est également appelée courbe de transconductance.

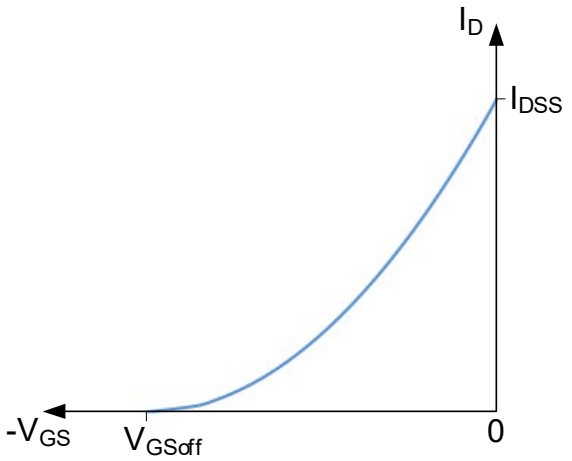


Figure 9-14 Courbe de transconductance du JFET.

On remarque sur la courbe que le courant de drain I_D est égal à zéro ($I_D = 0$) lorsque $V_{GS} = V_{GSoff}$. Il croit jusqu'à un courant maximum I_{DSS} lorsque $V_{GS} = 0$. Lorsque le transistor est dans la zone de saturation (ou zone active), la caractéristique de transfert complète peut être calculée à l'aide de la relation mathématique de William Bradford Shockley suivante :

$$I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2$$

Équation 9-3 Courant de drain selon la relation de William Shockley.

ou encore, si on isole *VGS* :

$$V_{GS} = -V_{GSoff}\left(\sqrt{\frac{I_D}{I_{Dss}}} - 1\right)$$

Équation 9-4 Tension grille-source selon la relation de William Shockley.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Avec l'Équation 9-3, on peut calculer le courant de drain pour chaque valeur de la tension V_{GS} de la région active. De nombreuses fiches signalétiques ne fournissent pas les caractéristiques de drain ou de transconductance. Elles donnent cependant les valeurs de I_{DSS} et de V_{GSoff}.

Exemple 9.1

Déterminer le courant I_D du transistor JFET dont la tension V_{GS} = -3 V et qui possède les caractéristiques suivantes : I_{DSS} = 12 mA et V_{GSoff} = -6 V.

Solution :

$$I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2 = 12\ mA\left(1 - \frac{-3\ V}{-6\ V}\right)^2 = 3\ mA$$

Exemple 9.2

Déterminer la tension V_{GS} du transistor JFET dont le courant I_D = 12 mA et qui possède les caractéristiques suivantes : I_{DSS} = 25 mA et V_{GSoff} = -5 V.

Solution :

$$\mathrm{V_{GS}} = -\mathrm{V_{GSoff}}\left(\sqrt{\frac{\mathrm{I_D}}{\mathrm{I_{Dss}}}} - 1\right) = -(-5\ \mathrm{V})\left(\sqrt{\frac{12\ \mathrm{mA}}{25\ \mathrm{mA}}} - 1\right) = -1{,}5\ V$$

Ici, l'utilisation de l'équation de Shockley est relativement aisée, car nous connaissons soit le courant I_D ou la tension V_{GS}. Cependant, pour les circuits typiques, où plusieurs composants interagissent, la résolution peut être plus complexe, nécessitant souvent des techniques d'analyse plus avancées. Nous aborderons plus tard une technique spécifique qui facilitera ces analyses.

9.3.8 Courbe de transconductance normalisée

Les JFET sont caractérisés par une grande dispersion des valeurs des paramètres. Pour un même type, le courant drain maximum I_{DSS} et la tension V_{GSOFF} peuvent varier d'un facteur 4 à 5. À cause de cette dispersion des paramètres, nous utilisons une courbe normalisée afin de trouver le point de fonctionnement du JFET. À la Figure 9-15, on retrouve la relation mathématique normalisée entre I_D et V_{GS}. Cette courbe, appelée *la courbe de transconductance normalisée*, est un outil précieux dans l'analyse et la conception des circuits utilisant les JFET.

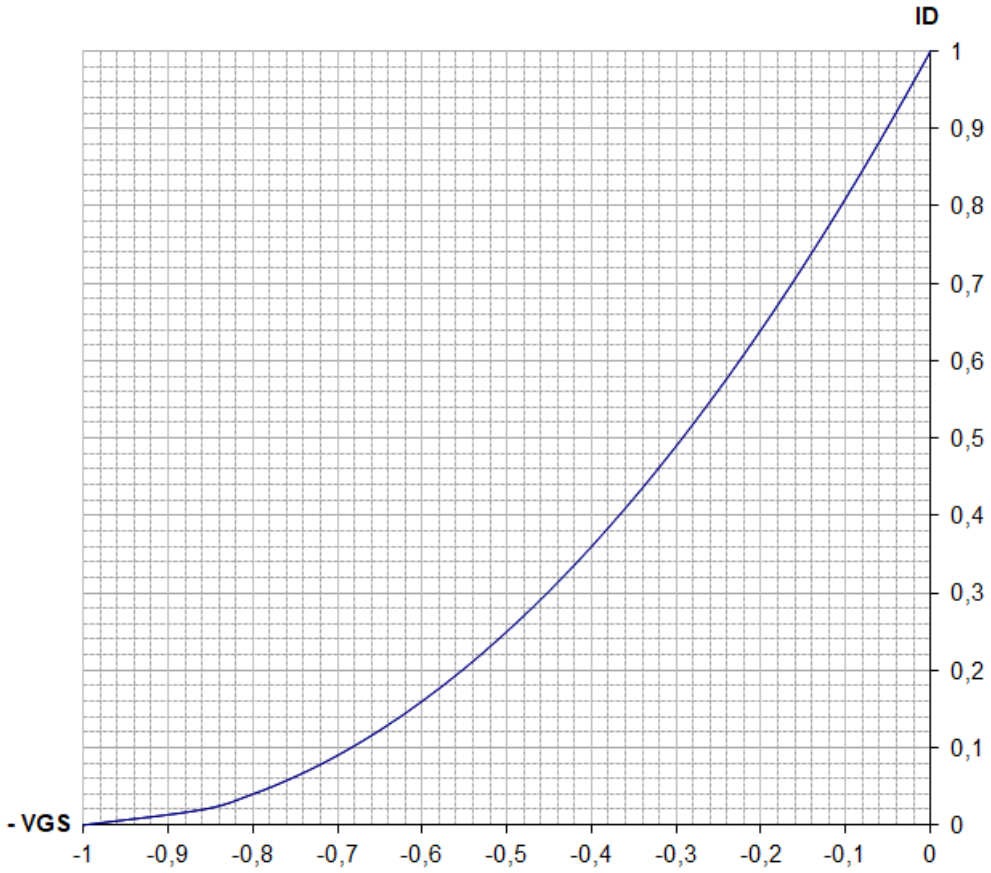


Figure 9-15 Courbe de transconductance normalisée d'un JFET à canal N.

Nous aborderons ultérieurement l'utilisation de cette courbe dans les calculs théoriques des circuits de polarisation.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

9.3.9 Puissance dissipée dans un JFET

La puissance dissipée (P_D) dans un JFET peut être calculée en utilisant la loi de Joule. Dans le cas d'un JFET, la puissance dissipée peut être calculée comme suit :

$$P_D = V_{DS} \cdot I_D$$

Équation 9-5 Puissance dissipée dans un JFET.

9.3.10 Puissance maximale dans un JFET

La dissipation totale ($P_{D(max)}$) du JFET à 25°C (température ambiante) correspond à la puissance maximale que le JFET peut absorber dans des conditions de fonctionnement standard, et elle est déterminée par le fabricant. À titre d'exemple, la fiche technique du transistor 2N5458, nous indique une valeur maximale de P_D = 310 mW à T_A = 25 °C.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	310 2.82	mW mW/°C

Figure 9-16 Extrait de la fiche technique du transistor 2N5458.
« Source : *On Semiconductor* »

On remarque également le facteur de réduction de puissance (« *Derate above* ») discuté en détail dans les précédents chapitres, le facteur de réduction pour un transistor 2N5458 est de 2,82 mW/°C. Par conséquent, la dissipation de puissance maximale diminue de 2,82 mW pour chaque augmentation de température de 1°C au-dessus de 25°C.

Exemple 9.3

Quelle est la puissance dissipée nominale du transistor 2N5458 à une température ambiante de 100 °C.

Solution :

$$P_{D(max)} = P_{D(25°C)} - Da \cdot (T_A - 25\ °C)$$

$$P_{D(max)} = 310\ mW - 2{,}82\ mW/°C \cdot (100\ °C - 25\ °C) = \ 98{,}5\ mW$$

Un transistor 2N5458 ne peut donc dissiper plus de 98,5 mW lorsque la température ambiante est de 100 °C.

9.3.11 Spécifications techniques

Les fiches signalétiques des JFET donnent la valeur de I_{DSS}. Par exemple, la fiche du JFET 2N5457 donne les valeurs typiques suivantes : I_{DSS} = 3 mA et V_{GSoff} = -6 V pour V_{DS} = 15 V et $V_{DS(max)}$ = 25 V.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain–Source Voltage	V_{DS}	25	Vdc

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS						
Gate–Source Breakdown Voltage (I_G = –10 μAdc, V_{DS} = 0)		$V_{(BR)GSS}$	–25	–	–	Vdc
Gate Reverse Current (V_{GS} = –15 Vdc, V_{DS} = 0) (V_{GS} = –15 Vdc, V_{DS} = 0, T_A = 100°C)		I_{GSS}	– –	– –	-1.0 –200	nAdc
Gate–Source Cutoff Voltage (V_{DS} = 15 Vdc, i_D = 10 nAdc)	2N5457 2N5458	$V_{GS(off)}$	–0.5 –1.0	– –	–6.0 –7.0	Vdc
Gate–Source Voltage (V_{DS} = 15 Vdc, i_D = 100 μAdc) (V_{DS} = 15 Vdc, i_D = 200 μAdc)	2N5457 2N5458	V_{GS}	– –	–2.5 –3.5	– –	Vdc
ON CHARACTERISTICS						
Zero–Gate–Voltage Drain Current (Note 1) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0)	2N5457 2N5458	I_{DSS}	1.0 2.0	3.0 6.0	5.0 9.0	mAdc

Figure 9-17 Fiche technique du JFET 2N5457 et 2N5458.
« Source : *On Semiconductor* »

La Figure 9-18a montre la relation entre le courant de drain I_D et la tension V_{DS} pour des valeurs de V_{GS} données pour le JFET 2N5457. Comme mentionné précédemment, observez la similitude entre ces courbes et celles d'un transistor bipolaire $I_C(V_{CE})$. Une différence marquante réside dans l'espacement irrégulier des courbes. La Figure 9-18b montre la relation entre le courant de drain I_D et la tension V_{GS}.

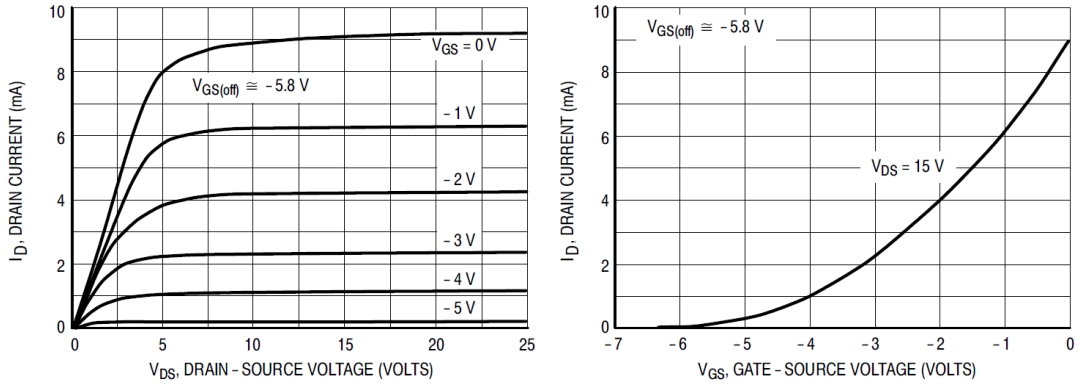


Figure 9-18 Courbe $I_D(V_{DS})$ et courbe $I_D(V_{GS})$ du JFET 2N5457.
« Source : *On Semiconductor* »

9.4 Polarisation d'un JFET

Tout comme dans le cas du transistor bipolaire, il est nécessaire de polariser un JFET. Il faut déterminer la tension V_{GS} qui produit le courant de repos désiré au drain (I_{DQ}). Dans cette section, nous présentons trois configurations de polarisation couramment utilisées pour les JFET. Ces montages sont respectivement appelés : polarisation simple, polarisation automatique et polarisation par diviseur de tension. Mais d'abord, regardons quelques généralités sur les sens des courants et des chutes de tension conventionnelles.

9.4.1 Généralités

Dans ce document, on utilise pour nos analyses les sens des courants et des chutes de tension conventionnelles. La Figure 9-19 montre les directions des courants et les chutes de potentiel pour les transistors JFET de type *N* et de type *P*.

a) Canal N b) Canal P

Figure 9-19 Courants et tensions du transistor JFET à canal N et à canal P.

Nous avons déjà souligné, dans l'analyse du fonctionnement du JFET, que le courant de drain est identique au courant de la source. Par conséquent, nous pouvons écrire :

$$I_D = I_S$$

Équation 9-6

Ajoutons que pour les chutes de tensions :

$$V_{DS} = V_D - V_S$$

Équation 9-7

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

Équation 9-8

9.4.2 Polarisation simple du JFET

Voici un exemple très simple de polarisation d'un JFET. Une source (V_{GG}) est ajustée pour que la tension produise le courant de drain I_D désiré. La Figure 9-20 les circuits de polarisation simple pour un JFET de type *N* et de type *P*.

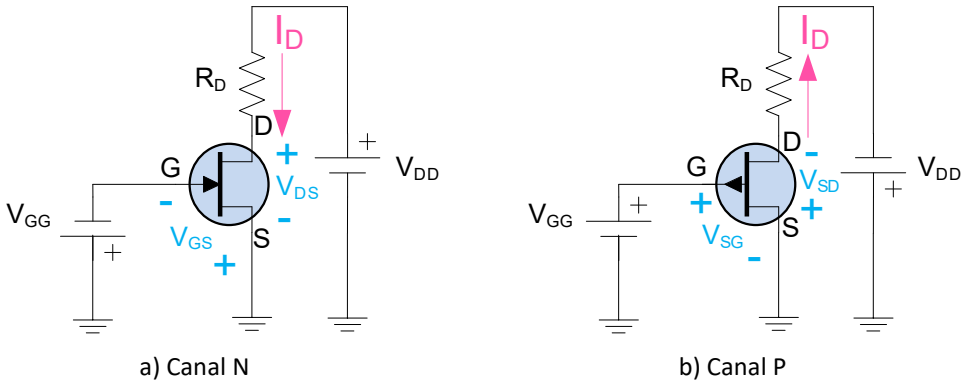


Figure 9-20 Polarisation normale d'un JFET à canal N et à canal P.

Exemple 9.4

Déterminer le courant I_D et la tension V_D d'opération du circuit de la Figure 9-21.

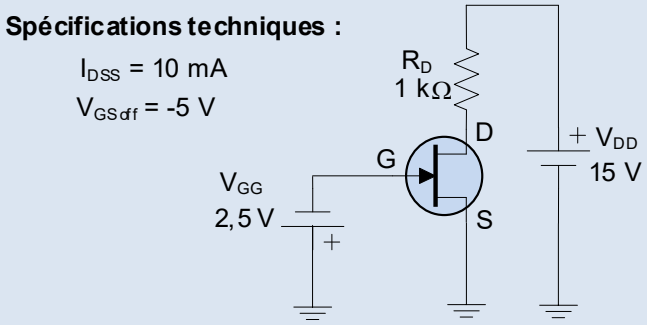


Figure 9-21 Polarisation simple d'un JFET à canal N.

Solution :

$$V_{GS} = V_G - V_S = -2{,}5\ V - 0 = -2{,}5\ V$$

$$I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2 = 10\ mA\left(1 - \frac{-2{,}5\ V}{-5\ V}\right)^2 = 2{,}5\ mA$$

$$V_D = V_{DD} - I_D \cdot R_D = +15\ V - 2{,}5\ mA \cdot 1\ k\Omega = 12{,}5V$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

9.4.3 Polarisation automatique du JFET

Il existe une façon plus simple d'ajuster le courant de drain d'un JFET qu'une source ajustée. Elle consiste à installer deux résistances; l'une entre la borne source du JFET et le point commun et l'autre entre la grille et le point commun. Comme le courant de la grille est négligeable, en plaçant la grille à la masse via une résistance à commun cela permet d'avoir une tension de grille presque nulle ($V_G \approx 0$). On appelle cette autre polarisation, la *polarisation automatique*. La résistance branchée à la grille déterminera plus tard l'impédance d'entrée de l'amplificateur à JFET. Nous étudierons ce concept plus loin au prochain chapitre. La Figure 9-22 représente un circuit de polarisation automatique, la méthode la plus commune de polarisation des JFET.

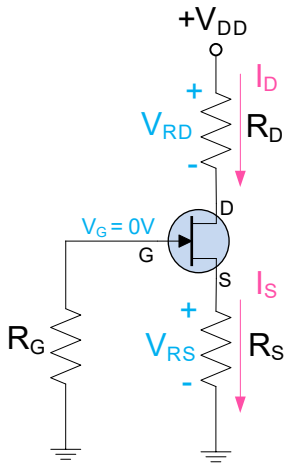


Figure 9-22 Polarisation automatique d'un JFET à canal N.

Rappelons qu'en tout temp le courant de drain est égal au courant de la source dans le transistor JFET :

$$I_D = I_S$$

Équation 9-9

Le courant de drain circule à travers R_D et R_S, générant ainsi les tensions V_{RD} et V_{RS}. Par la loi d'Ohm, nous pouvons écrire :

$$V_{RD} = I_D \cdot R_D$$

Équation 9-10

et

$$V_S = V_{RS} = I_S \cdot R_S = I_D \cdot R_S$$

Équation 9-11

La tension Drain-masse (V_D) est :

$$V_D = V_{DD} - I_D \cdot R_D$$

Équation 9-12

Comme le courant de grille est négligeable, la grille est à la masse en courant continu, de sorte que $V_G = 0$. La différence de potentiel entre la grille et la source est donc :

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - V_S$$

Équation 9-13

Soit :

$$V_{GS} = -V_S$$

Équation 9-14

Par la loi d'Ohm, nous avons

$$V_S = I_S \cdot R_S$$

Équation 9-15

Donc,

$$V_{GS} = -(I_S \cdot R_S)$$

Équation 9-16

Ce qui montre que la chute de tension aux bornes de R_S produit la tension de polarisation V_{GS}.

Pour nous résumer, le courant de drain dépend de V_{GS}. La tension V_{GS} est influencée par la tension de la source (V_S), laquelle est à son tour déterminée par la tension aux bornes de R_S, qui dépend du courant de drain. Nous avons donc un système de deux équations à deux inconnues, décrites comme suit :

$$\boxed{I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2}$$

Équation 9-17 Courant de drain selon les caractéristiques intrinsèques du JFET.

$$\boxed{I_D = I_S = \frac{-V_{GS}}{R_S}}$$

Équation 9-18 Courant de drain selon les caractéristiques du circuit de polarisation du JFET.

Pour résoudre ce système de deux équations, vous pouvez soit utiliser un ordinateur ou une calculatrice avancée, soit vous référer à la courbe de transconductance normalisée présentée dans la Figure 9-15. Cette courbe est applicable à tous les JFET et vous permettra de déterminer le point de fonctionnement Q des circuits à polarisation automatique. Nous allons présenter ces deux méthodes en profondeur.

9.4.4 Polarisation automatique – Résolution par méthode graphique

Pour résoudre par méthode graphique, nous utilisons la courbe de transconductance afin de déterminer I_D et V_{GS}. Nous traçons également une droite dont la pente est égale à -1/RS. L'origine de cette droite, soit le premier point, se situe à I_D = 0A et V_{GS} = 0V. Pour trouver un autre point de la droite, il est nécessaire de formuler une hypothèse. Il existe deux hypothèses possibles pour résoudre le problème, et dans la majorité des cas, une ou l'autre fonctionnera, mais rarement les deux simultanément.

Hypothèse 1

On suppose $V_{GS} = V_{GSoff}$ et on calcule le courant I_D avec $I_D = - V_{GS}/R_S$. Ce qui nous donne le 2e point, nous permettant de tracer la droite. Le point Q se situe à l'intersection de la courbe et de la droite. En projetant ce point sur les deux axes, nous obtenons le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}, conformément aux caractéristiques du JFET analysé. Il est essentiel que les axes de la courbe normalisée correspondent aux données I_{DSS} et V_{GSoff} spécifiques au transistor que nous étudions.

Advenant le cas où la coordonnée du deuxième point se situe en dehors de la courbe normalisée, il devient difficile de tracer la droite. Dans cette situation, il est nécessaire de formuler une nouvelle hypothèse, ce qui nous amène à utiliser la deuxième hypothèse.

Hypothèse 2

On suppose $I_D = I_{DSS}$ et on calcule la tension V_{GS} avec $V_{GS} = - V_S = -I_D \cdot R_S$. Ce qui nous donne le 2e point, nous permettant de tracer la droite. Le point Q est situé à l'intersection entre la courbe et la droite. La projection sur les deux axes nous donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}.

Par la suite, pour positionner le deuxième point sur le graphique, nous devons normaliser les coordonnées de la tension V_{GS} et du courant I_D. Les équations suivantes permettent d'effectuer cette normalisation :

$$V_{GS}(normalisée) = \frac{V_{GS}}{|V_{GSoff}|} \text{ et } I_D(normalisé) = \frac{I_D}{I_{DSS}}$$

Équation 9-19 Tension V_{GS} et courant I_D normalisés pour l'utilisation de la courbe de transconductance du JFET.

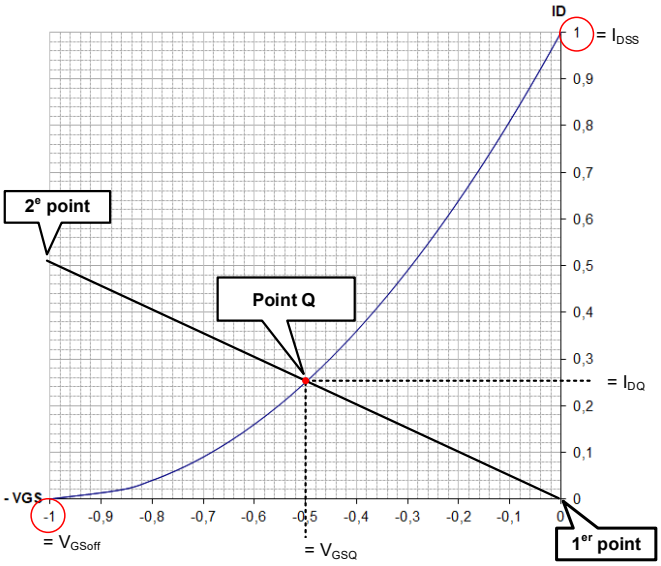


Figure 9-23 Méthode graphique avec courbe normalisée.

Une fois le point Q déterminé, la projection sur les deux axes nous fournit le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}. Les équations suivantes permettent de déterminer les valeurs spécifiques de cette projection.

$$I_{DQ} = valeur\ de\ la\ projection\ de\ l'axe\ vertical \cdot I_{DSS}$$

$$V_{GSQ} = valeur\ de\ la\ projection\ de\ l'axe\ horizontal \cdot \left|V_{GSoff}\right|$$

Équation 9-20 Tension V_{GSQ} et courant I_{DQ} du fonctionnement du JFET étudié.

Les exemples suivants illustrent la démarche à effectuer.

Exemple 9.5

À l'aide de la courbe de transconductance, trouver I_{DQ} et V_{GSQ} du circuit de la Figure 9-24.

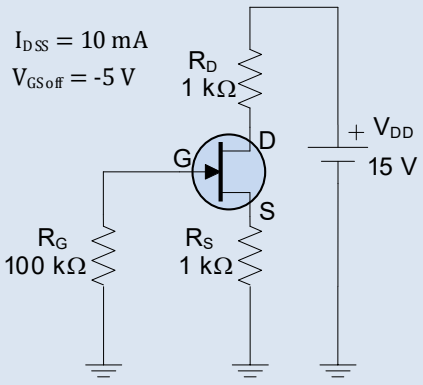


Figure 9-24 Exemple de circuit à polarisation automatique d'un JFET à canal N.

Solution :

D'abord, nous devons rendre spécifiques les axes de notre courbe normalisée. C'est-à-dire que nous devons utiliser les données I_{DSS} et V_{GSoff} de notre transistor étudié.

Par conséquent,

- Sur l'axe I_D, le « 1 » représente I_{DSS}. Dans ce cas-ci, il vaut 10mA.
- Sur l'axe V_{GS}, le « -1 » représente V_{GSoff} donc -5V (voir la Figure 9-25).

L'Équation 9-18 ($I_D = - V_{GS}/R_S$) est une droite dont la pente vaut $-1/R_S$ et dont l'ordonnée à l'origine est zéro. Pour trouver un autre point de la droite, on utilise l'hypothèse 1.

Hypothèse 1

$$V_{GS} = V_{GSoff} = -5\ V$$

De l'Équation 9-18,

$$I_D = -V_{GS}/R_S = -(-5\ V)/1\ \text{k}\Omega = 5\ \text{mA}$$

Nous avons maintenant la coordonnée du 2e point (-5V; 5mA).

Ainsi donc, nous avons deux points (0V; 0mA) & (-5V; 5mA) qui permettent alors de tracer la droite de l'Équation 9-18. Pour placer le 2e point sur le graphique, nous devons normaliser les coordonnées de la tension V_{GS} et du courant I_D :

$$V_{GS}(normalisée) = \frac{V_{GS}}{|V_{GSoff}|} = \frac{-5\ V}{|-5\ V|} = \frac{-5\ V}{5\ V} = -1{,}0$$

$$I_D(normalisé) = \frac{I_D}{I_{DSS}} = \frac{5\ mA}{10\ mA} = 0{,}5$$

Alors, la tension -5 V correspond à -1,0 de l'échelle de V_{GS}. Tandis que le courant 5 mA correspond à 0,5 de l'échelle de I_D. Le 2e point normalisé se trouve aux coordonnées (-1,0; 0,5) (voir Figure 9-25).

Le point Q est situé à l'intersection entre la courbe et la droite. La projection sur les deux axes nous donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}.

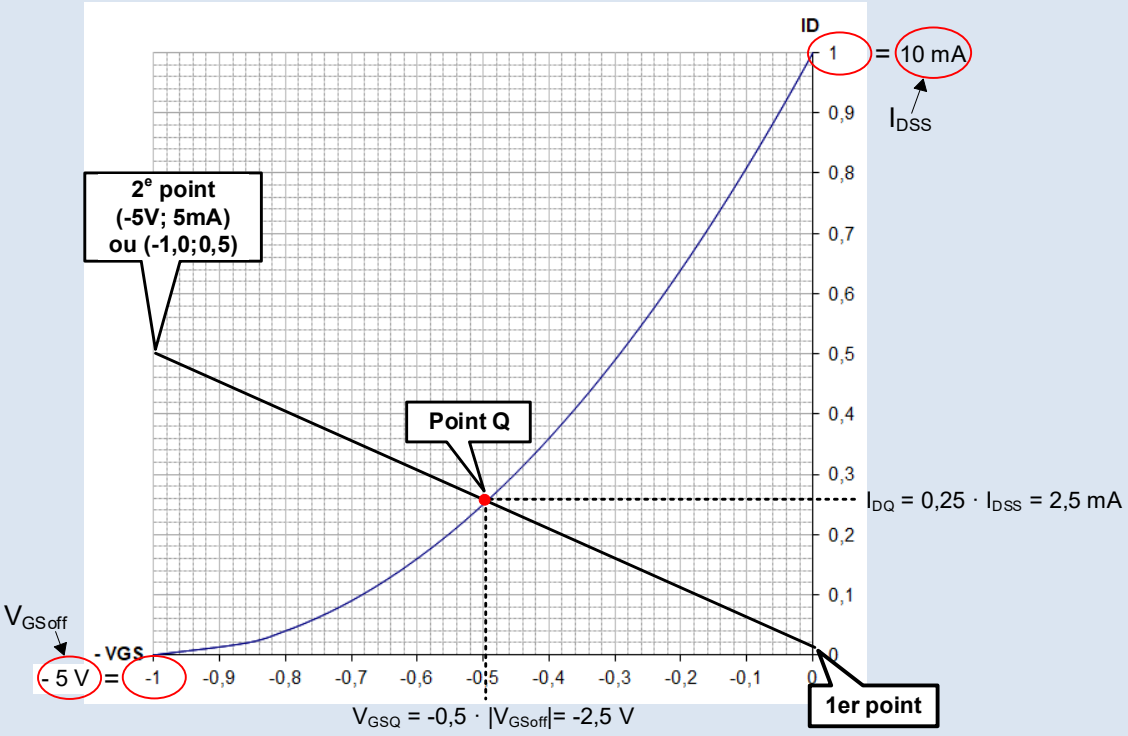


Figure 9-25 Exemple de calcul avec la courbe de transconductance.

La projection du point Q sur l'axe I_D (axe Y) vaut **environ** 0,25 du max de l'échelle qui est toujours I_{DSS}.

$$I_{DQ} = 0,25 \cdot I_{DSS} = 0,25 \cdot 10 \text{ mA} = 2,5 \text{ mA}.$$

La projection du point Q sur l'axe V_{GS} (axe -X) vaut **environ** -0,5 du max de l'échelle qui est toujours V_{GSoff}.

$$V_{GSQ} = -0,5 \cdot |V_{GSoff}| = -0,5 \cdot |-5 \text{ V}| = -0,5 \cdot 5 \text{ V} = -2,5 \text{ V}.$$

Donc, le point d'intersection entre la courbe et la droite donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}, soit respectivement 2,5mA et -2,5V.

Exemple 9.6

Trouver I_{DQ}, V_{GSQ}, V_D, V_S et V_{DS} du circuit de la Figure 9-24 en changeant la résistance R_S pour une résistance de 100 Ω.

Solution :

On utilise l'hypothèse 1

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Hypothèse 1

$$V_{GS} = V_{GSoff} = -5\ V$$

De l'Équation 9-18,

$$I_D = -V_{GS}/R_S = -(-5\ V)/100\ \Omega = 50\ \text{mA}$$

Ce qui nous donne la coordonnée (-5V; 50mA) ??? Cette coordonnée est à l'extérieur de la courbe normalisée. Dans cette condition, nous devons formuler une autre hypothèse, nous devons utiliser la deuxième hypothèse.

Hypothèse 2

$I_D = I_{DSS}$ donc de 10mA.

Ceci implique une tension aux bornes de R_S de :

$$V_S = I_S \cdot R_S = I_D \cdot R_S = 10\ mA \cdot 100\ \Omega = 1\ \text{V}$$

Donc, une tension

$V_{GS} = -V_S = -1$ V.

Ce qui nous donne les deux points (0V; 0mA) & (-1V; 10mA) qui permet alors de tracer la droite de l'Équation 9-18. Pour placer le 2e point sur le graphique, nous devons normaliser les coordonnées de la tension V_{GS} et du courant I_D:

$$V_{GS}(normalisée) = \frac{V_{GS}}{|V_{GSoff}|} = \frac{-1\ V}{|-5\ V|} = \frac{-1\ V}{5\ V} = -0{,}2$$

$$I_D(normalisé) = \frac{I_D}{I_{DSS}} = \frac{10\ mA}{10\ mA} = 1{,}0$$

Alors, la tension -1 V correspond à -0,2 de l'échelle de V_{GS}. Tandis que le courant 10 mA correspond à 1,0 de l'échelle de I_D. Le 2e point normalisé se trouve aux coordonnées (-0,2; 1,0) (voir Figure 9-26).

Le point Q est situé à l'intersection entre la courbe et la droite. La projection sur les deux axes nous donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}.

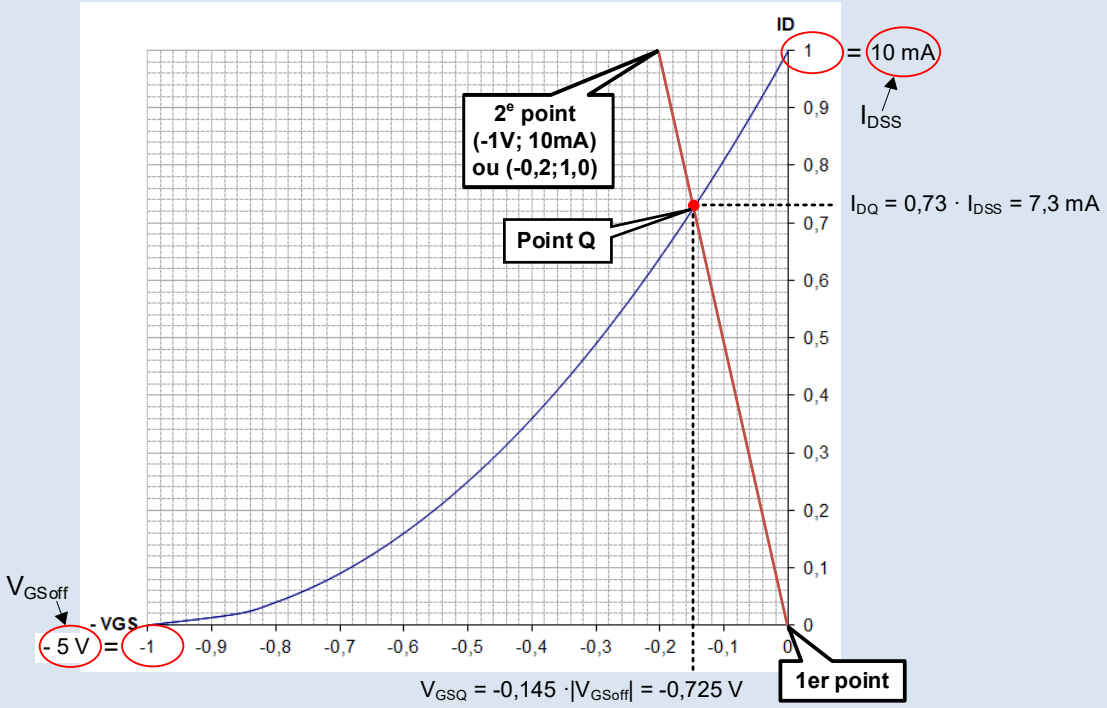


Figure 9-26 Exemple de calcul avec la courbe de transconductance.

La projection du point Q sur l'axe I_D (axe Y) vaut **environ** 0,73 du max de l'échelle qui est toujours I_{DSS}.

$$I_{DQ} = 0,73 \cdot I_{DSS} = 0,73 \cdot 10 \text{ mA} = 7,3 \text{ mA}.$$

La projection du point Q sur l'axe V_{GS} (axe -X) vaut **environ** -0,145 du max de l'échelle qui est toujours V_{GSoff}.

$$V_{GSQ} = -0,145 \cdot |V_{GSoff}| = -0,145 \cdot |-5 \text{ V}| = -0,145 \cdot 5 \text{ V} = -0,73 \text{ V}$$

Donc, le point d'intersection entre la courbe et la droite donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}, soit respectivement 7,3 mA et -0,73 V (voir la Figure 9-26).

Nous pouvons maintenant calculer V_S, V_D et V_{DS}.

$$V_D = V_{DD} - I_D \cdot R_D = 15\ V - 7,3\ mA \cdot 1\ k\Omega = 7,7\ V$$

$$V_S = -V_{GS} = -(-0,73\ V) = 0,73\ V$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 7,3\ V - 0,73\ V = 6,97\ V$$

9.4.5 Polarisation automatique – Résolution par système d'équation

En développant les Équation 9-17 et Équation 9-18, nous avons,

$$\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right)\cdot {V_{GS}}^2 + \left(\frac{1}{R_S} - \frac{2\cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right)\cdot V_{GS} + (I_{Dss}) = 0$$

L'équation est du second degré de la forme générale,

$$a\cdot x^2 + \mathrm{b}\cdot \mathrm{x} + \mathrm{c} = 0$$

Qui peut se résoudre avec la formule quadratique,

$$x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

Donc, les coefficients sont :

$$\boxed{a = \left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right)} \quad \boxed{b = \left(\frac{1}{R_S} - \frac{2\cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right)} \quad \boxed{c = (I_{Dss})}$$

(Voir Annexe C pour le détail des calculs)

Équation 9-21 Coefficients de la formule quadratique pour la polarisation automatique.

Il ne reste qu'à résoudre l'équation quadratique en déterminant au préalable les valeurs de tous les coefficients.

9.4.6 Polarisation par diviseur de tension d'un JFET

De la même manière que le transistor bipolaire, le JFET peut être polarisé par un diviseur de tension formé par les résistances R_1 et R_2. Le circuit de la Figure 9-27 montre le montage typique d'un JFET polarisé par un diviseur de tension, avec les sens des courants et des chutes de potentiel.

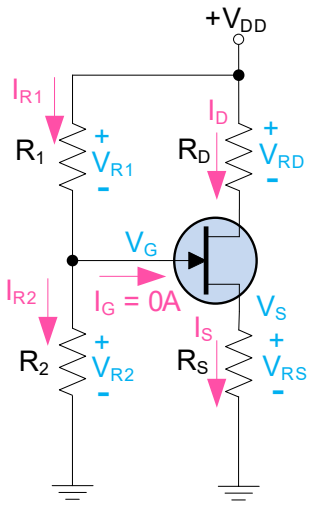


Figure 9-27 Circuit de polarisation par diviseur de tension d'un JFET à canal N.

Analysons ce circuit en régime statique pour comprendre son fonctionnement détaillé. Par la loi d'Ohm, la tension aux bornes de la résistance de source est

$$V_S = I_S \cdot R_S$$

Équation 9-22

Comme le courant de grille est nul, les courants I_{R1} et I_{R2} sont égaux. Nous sommes en présence d'un diviseur de tension, ce qui nous permet de calculer directement la tension de la grille par :

$$V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$$

Équation 9-23

La tension grille-source est donnée par

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

Équation 9-24

Alors, la tension de la source est

$$V_S = V_G - V_{GS}$$

Équation 9-25

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Nous pouvons déterminer la valeur du courant de drain avec l'expression suivante :

$$I_D = I_S = \frac{V_S}{R_S}$$

Équation 9-26

Par substitution de V_S, nous obtenons

$$\boxed{I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S}}$$

Équation 9-27

Le résultat est une équation qui continue à inclure les mêmes deux variables que celles apparaissant dans l'équation de Shockley : I_D et V_{GS} (Équation 9-3). Les quantités V_G et R_S sont fixées par les éléments du circuit de polarisation. L'Équation 9-27 reste toujours l'équation d'une droite, mais l'origine (0,0) ne constitue plus le premier point dans le tracé de la droite. La procédure pour tracer la droite n'est pas difficile et sera présenté à la section suivante.

Exemple 9.7

Déterminer I_{DQ} et V_{GSQ} du circuit de la Figure 9-28 si la tension du drain, V_D = 7 V.

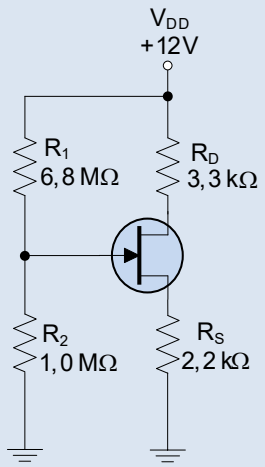


Figure 9-28 Exemple de circuit à polarisation par diviseur de tension d'un JFET à canal N.

Solution :

$$I_D = \frac{V_{RD}}{R_D} = \frac{V_{DD} - V_D}{R_D} = \frac{12\,V - 7\,V}{3300\,\Omega} = 1{,}52\,mA$$

$$I_S = I_D = 1{,}52\ mA$$

$$V_S = I_S \cdot R_S = 1{,}52\ mA \cdot 2200\ \Omega = 3{,}34\ V$$

$$V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right) = 12\ V \cdot \left(\frac{1{,}0\ M\Omega}{6{,}8\ M\Omega+1{,}0\ M\Omega}\right) = 1{,}54\ V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = 1{,}54\ V - 3{,}34\ V = -1{,}8\ V$$

$$V_{GSQ} = -1{,}8\ V \qquad \text{et} \qquad I_{DQ} = 1{,}52\ mA$$

9.4.7 Polarisation par diviseur de tension et la courbe de transconductance

Dans la section précédente, nous avons établi que le courant de drain dépend des tensions V_G et V_{GS} dans le circuit de polarisation par diviseur de tension. La tension V_{GS} est influencé par la tension de la source (V_S), laquelle résulte de la tension aux bornes de R_S , laquelle est à son tour déterminée par le courant de drain. Ainsi, nous sommes confrontés à un système de deux équations.

$$\boxed{I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S}}$$

Équation 9-28 Courant de drain selon les caractéristiques du circuit de polarisation du JFET.

$$\boxed{V_S = I_D \cdot R_S}$$

Équation 9-29 Tension de la source selon les caractéristiques du circuit de polarisation du JFET.

Une approche similaire à celle utilisée avec la polarisation automatique peut être utilisée avec la polarisation par diviseur de tension pour déterminer graphiquement le point Q d'un circuit à l'aide de la courbe caractéristique de transfert (courbe de transconductance). Toutefois, nous devons utiliser la courbe de transconductance comprenant un axe V_{GS} (axe X) positive et négative (Figure 9-29).

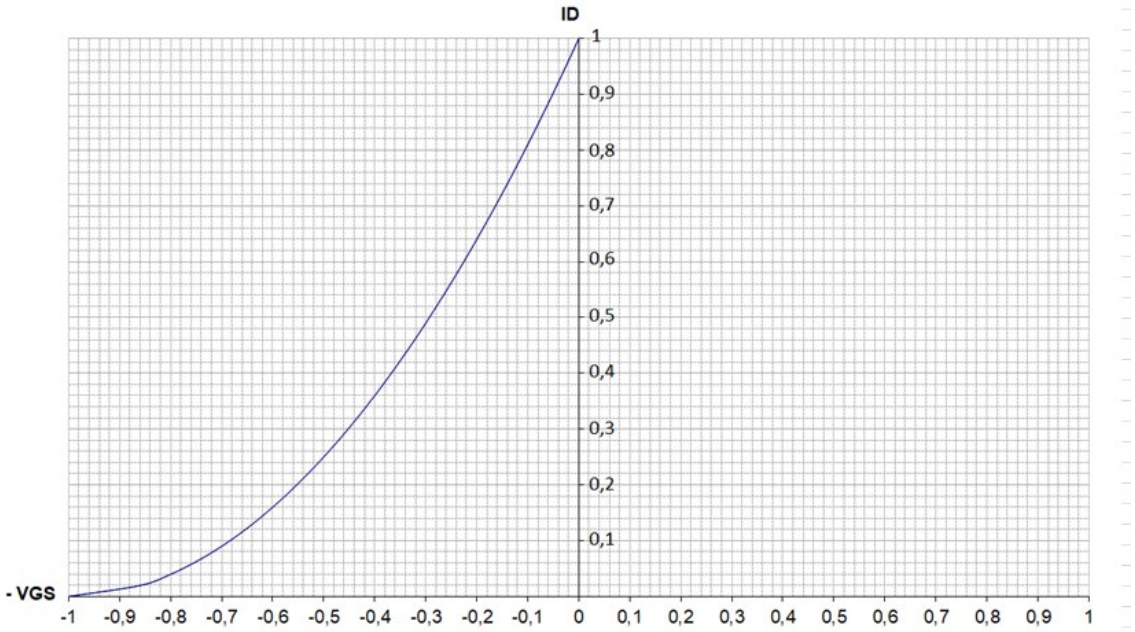


Figure 9-29 Courbe normalisée de transconductance d'un JFET à canal N polarisé par diviseur de tension.

Dans un JFET, polarisé par diviseur de tension, lorsque I_D = 0, V_{GS} est différent de zéro, comme dans le cas d'un JFET polarisé en polarisation automatique, parce que le diviseur de tension produit une tension de grille, V_G, indépendante du courant de drain.

Pour déterminer la droite de charge du circuit, nous procédons de la manière suivante :

Premier point de la droite

Puisqu'une droite nécessite deux points pour être définie, commençons établir l'hypothèse que le courant I_D = 0 mA pour le premier point de la droite. Avec cette hypothèse, notre premier point se situe obligatoirement quelque part sur l'axe horizontal de la Figure 9-29. L'emplacement exact peut être déterminé simplement en substituant I_D = 0 mA dans l'Équation 9-29 et en trouvant la valeur résultante de V_{GS} comme suit :

Hypothèse 1 : $I_D = 0$,

$$V_S = I_D \cdot R_S = (0) \cdot R_S = 0V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - (0) = V_G$$

Donc, nous avons un premier point de la droite de charge, $I_D = 0$ et $V_{GS} = V_G$.

$$\boxed{V_{GS} = V_G \,|_{I_D = 0\ mA}}$$

Équation 9-30 Tension grille-source pour le premier point sur l'axe horizontal de la droite de charge.

Deuxième point de la droite

Pour le deuxième point, partons de l'hypothèse que la tension V_{GS} est de 0 V. Avec cette deuxième hypothèse, notre deuxième point se situe obligatoirement quelque part sur l'axe vertical de la Figure 9-29. La localisation précise peut être déterminé en substituant simplement V_{GS} par 0 V dans l'Équation 9-28 et en trouvant la valeur correspondante de I_D de la manière suivante :

Hypothèse 2 : $V_{GS} = 0$,

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} = \frac{V_G - (0)}{R_S} = \frac{V_G}{R_S}$$

Le deuxième point de la droite de charge est $I_D = V_G/R_S$ et $V_{GS} = 0V$.

$$\boxed{I_D = \frac{V_G}{R_S} \Big|_{V_{GS}=0\,V}}$$

Équation 9-31 Courant de drain pour le deuxième point sur l'axe vertical de la droite de charge.

La droite de charge normalisée est présentée à la Figure 9-30. Le point d'intersection entre la droite de charge et la courbe de transconductance est le point de polarisation Q du JFET. La projection sur les deux axes nous donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}.

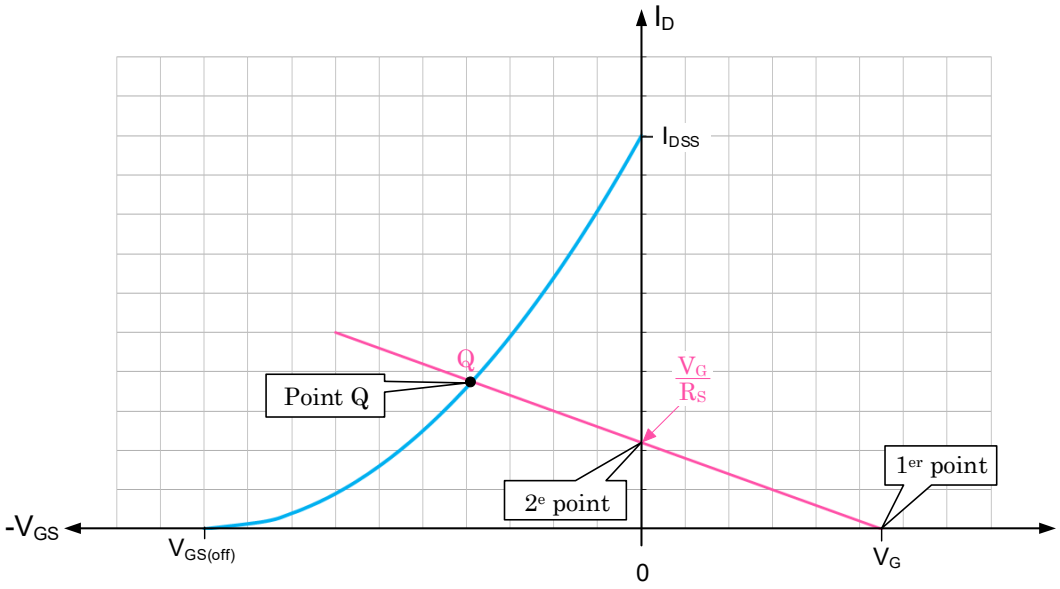


Figure 9-30 Droite de charge généralisée d'un JFET à canal N polarisé par diviseur de tension.

Il est important de noter que contrairement à la polarisation automatique où nous avions la liberté d'utiliser l'une ou l'autre des deux hypothèses, dans le cas de la polarisation par diviseur de tension, il est impératif de prendre en compte successivement les deux hypothèses. Une fois que les valeurs

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

du fonctionnement en repos I_{DQ} et V_{GSQ} sont déterminées, l'analyse du reste du circuit peut être effectuée de manière habituelle. C'est-à-dire,

$$V_D = V_{DD} - I_D \cdot R_D$$

Équation 9-32

$$V_S = I_D \cdot R_S$$

Équation 9-33

$$V_{DS} = V_D - V_S$$

Équation 9-34

$$I_{R1} = I_{R2} = \frac{V_{DD}}{R_1 + R_2}$$

Équation 9-35

Exemple 9.8

Déterminer I_{DQ} et V_{GSQ} du circuit de la Figure 9-31.

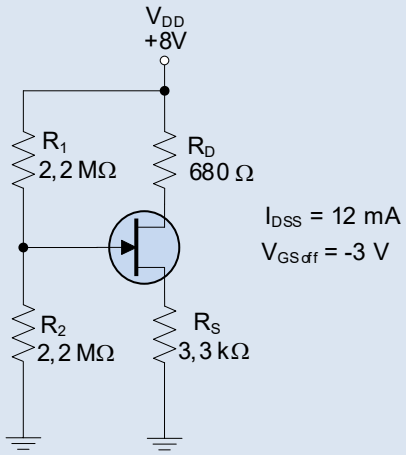


Figure 9-31 Exemple de circuit à polarisation par diviseur de tension d'un JFET à canal N.

Solution :

Pour tracer la droite, on utilise la méthode suivante :

1er point de la droite : Hypothèse 1 : $I_D = 0$

$$V_{GS} = V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right) = 8\ V \cdot \left(\frac{2{,}2\ M\Omega}{2{,}2\ M\Omega+2{,}2\ M\Omega}\right) = 4\ V$$ 1er point : (4 V; 0 A)

2e point de la droite : Hypothèse 2 : V_{GS} = 0 V

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} = \frac{V_G}{R_S} = \frac{4\ V}{3300\ \Omega} = 1{,}21\ mA$$ 2e point (0 V; 1,21 mA)

Ainsi donc, nous avons deux points (4 V; 0 mA) & (0 V; 1,21 mA) qui permettent alors de tracer la droite. Pour placer les deux points, nous devons normaliser les coordonnées de la tension V_{GS} et du courant I_D, pour les 2 deux points :

1er point de la droite : (4 V; 0 mA)

$$V_G(normalisée) = \frac{V_G}{|V_{GSoff}|} = \frac{4\ V}{|-3\ V|} = \frac{4\ V}{3\ V} = +1{,}33$$

Alors, la tension 4 V correspond à +1,33 de l'échelle de V_{GS}. Le 1er point normalisé se trouve aux coordonnées (1,33; 0) (voir la Figure 9-32).

2e point de la droite : (0 V; 1,21 mA)

$$I_D(normalisé) = \frac{I_D}{I_{DSS}} = \frac{1{,}21\ mA}{12\ mA} = 0{,}1$$

Le courant 1,2 mA correspond à 0,1 de l'échelle de I_D. Le 2e point normalisé se trouve aux coordonnées (0; 0,1) (voir la Figure 9-32).

Le point Q est situé à l'intersection entre la courbe et la droite. La projection sur les deux axes nous donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}.

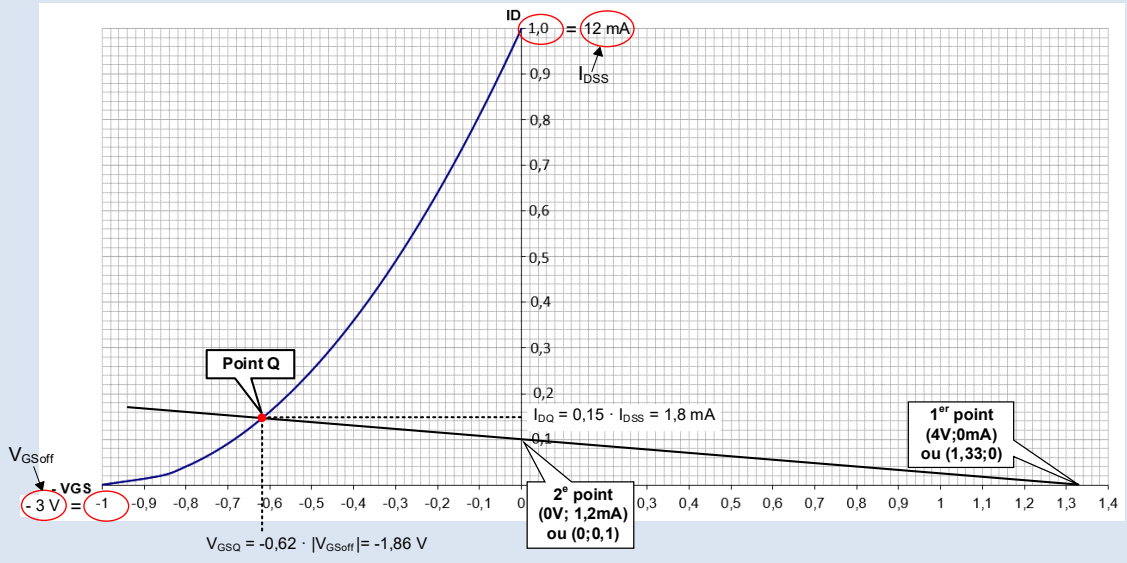


Figure 9-32 Exemple de calcul avec la courbe de transconductance.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

La projection du point Q sur l'axe I_D (axe Y) vaut **environ** 0,14 du max de l'échelle qui est toujours I_{DSS}.

$I_{DQ} = 0{,}15 \cdot I_{DSS} = 0{,}15 \cdot 12\ \text{mA} = 1{,}8\ \text{mA}$.

La projection du point Q sur l'axe V_{GS} (axe -X) vaut **environ** -0,62 du max de l'échelle qui est toujours V_{GSoff}.

$V_{GSQ} = -0{,}62 \cdot |V_{GSoff}| = -0{,}62 \cdot |-3\ \text{V}| = -0{,}62 \cdot 3\ \text{V} = -1{,}86\ \text{V}$.

Donc, le point d'intersection entre la courbe et la droite donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}, soit respectivement 1,8 mA et -1,86 V (voir la Figure 9-32).

9.4.8 Polarisation par diviseur de tension – Résolution par système d'équation

Pour obtenir des résultats plus précis que ceux obtenus avec la méthode graphique utilisant la droite de charge et la courbe de transconductance normalisée, on peut recourir à la résolution par système d'équations ou à l'application de la formule quadratique pour déterminer les valeurs des composants dans le circuit d'un JFET polarisé par diviseur de tension.

En développant les Équation 9-17 et Équation 9-27, nous avons,

$$\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right) \cdot {V_{GS}}^2 + \left(\frac{1}{R_S} - \frac{2 \cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right) \cdot V_{GS} + \left(I_{Dss} - \frac{V_G}{R_S}\right) = 0$$

L'équation est du second degré de la forme générale,

$$a \cdot x^2 + \mathrm{b} \cdot \mathrm{x} + \mathrm{c} = 0$$

Qui peut se résoudre avec la formule quadratique,

$$x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

Donc, les coefficients sont :

$$\boxed{a = \left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right)} \quad \boxed{b = \left(\frac{1}{R_S} - \frac{2 \cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right)} \quad \boxed{c = \left(I_{Dss} - \frac{V_G}{R_S}\right)}$$

(Voir Annexe D pour le détail des calculs)

Équation 9-36 Coefficients de la formule quadratique pour la polarisation par diviseur de tension.

Il ne reste qu'à résoudre l'équation quadratique en déterminant au préalable les valeurs de tous les coefficients.

Exemple 9.9

Déterminer I_{DQ} et V_{GSQ} du circuit de l'Exemple 9.8 en utilisant la formule quadratique.

Solution :

D'abord, on calcule la tension V_G,

$$V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right) = 8\ V \cdot \left(\frac{2{,}2\ M\Omega}{2{,}2\ M\Omega+2{,}2\ M\Omega}\right) = 4\ V$$

Par la suite, les coefficients,

$$a = \left(\frac{I_{Dss}}{V_{GSoff}{}^2}\right) = \left(\frac{12\ \text{mA}}{(-3\ \text{V})^2}\right) = 1{,}33\ x\ 10^{-3}$$

$$b = \left(\frac{1}{R_S} - \frac{2 \cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right) = \left(\frac{1}{3{,}3\ \text{k}\Omega} - \frac{2 \cdot 12\ \text{mA}}{-3\ \text{V}}\right) = 8{,}3030\ x\ 10^{-3}$$

$$c = \left(I_{Dss} - \frac{V_G}{R_S}\right) = \left(12\ \text{mA} - \frac{4\ V}{3{,}3\ \text{k}\Omega}\right) = 10{,}788\ x\ 10^{-3}$$

Résoudre, avec la formule quadratique,

$$x_1 = \frac{-b+\sqrt{b^2-4ac}}{2a} = \frac{-8{,}3030\ x\ 10^{-3}+\sqrt{(8{,}3030\ x\ 10^{-3})^2-4\cdot(1{,}33\ x\ 10^{-3})\cdot(10{,}788\ x\ 10^{-3})}}{2 \cdot 1{,}33\ x\ 10^{-3}}$$

$$x_2 = \frac{-b-\sqrt{b^2-4ac}}{2a} = \frac{-8{,}3030\ x\ 10^{-3}-\sqrt{(8{,}3030\ x\ 10^{-3})^2-4\cdot(1{,}33\ x\ 10^{-3})\cdot(10{,}788\ x\ 10^{-3})}}{2 \cdot 1{,}33\ x\ 10^{-3}}$$

Nous obtenons les deux racines : $x_1 = -1{,}8472\ \text{V}$ et $x_2 = -4{,}38\ \text{V}$.

Il faut choisir l'une des deux valeurs, qui doit satisfaire la condition suivante :

$$V_{GS} \geq V_{GSoff} \quad \text{donc } V_{GSQ} = x_1 = -1{,}8472\ \text{V}$$

À présent, il reste simplement à calculer I_{DQ} en utilisant l'équation de la relation de Shockley.

$$I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2 = 12\ mA\left(1 - \frac{-1{,}8472\ V}{-3\ V}\right)^2 = 1{,}77 mA$$

Dans l'Exemple 9.8, nous avions obtenu, par la méthode graphique, les valeurs suivantes :

Une tension V_{GSQ} = -1,85 V et un courant I_{DQ} = 1,77 mA.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

9.5 Transistors de type MOSFET

Dans cette section, nous survolerons rapidement la conception des MOSFET et fournirons un résumé concis de leur fonctionnement. Tout comme le JFET, notre approche pédagogique vise à simplifier le sujet pour le rendre plus compréhensible, tout en tenant compte que cette simplification ne reproduit pas exactement les méthodes de fabrication réelles des MOSFET.

9.5.1 Introduction

Les transistors de type MOSFET sont capable de contrôler le courant grâce à un champ électrique appliqué à sa grille. Ses principales caractéristiques incluent une faible consommation d'énergie, une excellente linéarité, une haute impédance d'entrée et une robustesse thermique.

L'une des caractéristiques les plus remarquables du MOSFET est d'offrir une grande robustesse thermique et une capacité de commutation rapide, ce qui le rend adapté à une large gamme d'applications de puissance, allant des alimentations à découpage aux amplificateurs audio haute performance.

9.5.2 Caractéristiques générales

Les transistors de type MOSFET ont une grille métallique isolée par une couche d'oxyde de silicium (très bon isolant) sur un bloc de matériau semi-conducteur (le canal du FET), d'où les lettres « M.O.S.F.E.T » de l'anglais « *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* ».

Il existe deux types de transistors suivant le dopage du canal. Les MOS à canal P ou PMOS et les MOS à canal N ou NMOS. Ces deux types sont sous-divisés en deux :

- Les *transistors à déplétion* ou *appauvrissement* (en anglais : « *depletion* ») : Ces transistors nécessitent une tension grille-source V_{GS} afin de bloquer le transistor. Ils sont équivalents à un interrupteur normalement fermé (en anglais : « *Normally closed* »).

- Les *transistors à enrichissement* (en anglais : « *enhancement* »): Ces transistors nécessitent une tension grille-source V_{GS} afin d'enclencher le transistor. Ils sont équivalents à un interrupteur normalement ouvert (en anglais : « *Normally open* »).

Le MOSFET est un dispositif dont l'effet de champ est contrôlé par une tension. De la même manière que le JFET, le MOSFET correspond à une résistance dont la valeur est contrôlée par la tension de grille.

9.5.3 MOSFET de puissance

Les transistors MOSFET sont largement préférés en électronique de puissance pour leur capacité à commuter rapidement et leur fonctionnement linéaire. Leur principal avantage réside dans leur faible exigence en termes de puissance pour la commande, étant essentiellement commandés en tension. Néanmoins, ces dispositifs ne sont pas exempts d'imperfections. Ils présentent notamment une résistance résiduelle en mode passant qui, bien que faible, diffère de celle d'un conducteur idéal (qui aurait une résistance de 0 Ohm). De plus, des pertes sont observées lors des transitions de commutation, ce qui peut influer sur l'efficacité globale du système. Ces pertes sont réduites grâce à des commutations rapides, minimisant ainsi la dissipation pendant la transition entre l'état passant et l'état bloqué, et vice versa.

Dans la plupart des cas, les transistors MOSFET de puissance sont principalement de type canal N (NMOS), même dans les schémas symétriques tels que les alimentations à découpage et les circuits de commande de moteur (ponts en H ou demi-ponts).

9.5.4 Types de boitiers

Un MOSFET est un composant qui permet de commuter des forts courants avec une grande efficacité et une faible dissipation de puissance, grâce à son fonctionnement basé sur le contrôle du champ électrique par la tension appliquée à sa grille. Le courant commuté maximal dépend de la taille du boîtier et d'autres caractéristiques, fournies par le constructeur. Les transistors MOSFET sont fournis dans une gamme de boîtiers standards, tels que D2PAK, TO-92, SOT-23 et TO-220.

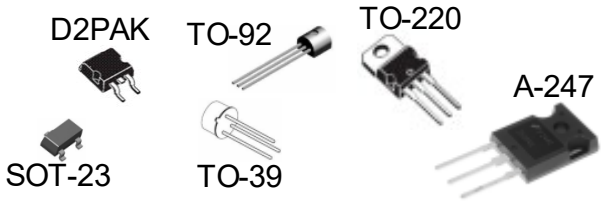


Figure 9-33 Différents boitiers des MOSFET.

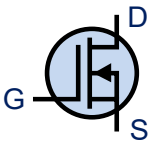
Il existe également des MOSFET de taille et de puissance supérieures, conçus pour supporter des tensions de plusieurs centaines de volts et des courants de plusieurs centaines d'ampères.

Figure 9-34 Boitiers de puissance des MOSFET.

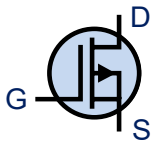
9.5.5 Symboles des MOSFET

Les électrodes des MOSFET partagent des noms identiques à celles du JFET : la Grille, le Drain et la Source. En outre, il existe une quatrième électrode qui est en contact avec le substrat, parfois appelée « *bulk* » ou « *body* » en anglais. Habituellement, cette électrode est connectée en court-circuit avec l'électrode de la source, et dans de nombreux schémas, sa représentation graphique est omise. Les symboles de base pour les deux configurations de MOSFET sont illustrés ci-dessous :

MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET)



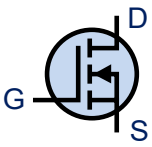
a) D-MOSFET à canal N



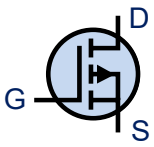
b) D-MOSFET à canal P

Figure 9-35 Symboles des D-MOSFET à canal N et à canal P.

MOSFET à enrichissement (E-MOSFET)



a) E-MOSFET à canal N



b) E-MOSFET à canal P

Figure 9-36 Symboles des E-MOSFET à canal N et à canal P.

Dans les symboles ci-dessus, la ligne qui relie le drain à la source symbolise le canal. Si la ligne est continue alors il s'agit d'un transistor à « *déplétion* » (normalement conducteur) et si la ligne est discontinue il s'agit d'un transistor MOSFET à enrichissement (normalement bloqué). La direction de la flèche indique s'il s'agit d'un dispositif à canal *P* ou à canal *N*.

9.6 MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET)

Dans cette section, nous présenterons en détail le fonctionnement des MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET), qui partage des principes similaires avec les JFET. La principale distinction réside dans le fait que les MOSFET de type appauvrissement peuvent fonctionner avec des valeurs positives de V_{GS}, ce qui leur permet de contrôler des courants I_D qui peuvent dépasser I_{DSS}. Nous analyserons également les caractéristiques spécifiques de ces dispositifs ainsi que leur courbe de transfert.

9.6.1 Introduction

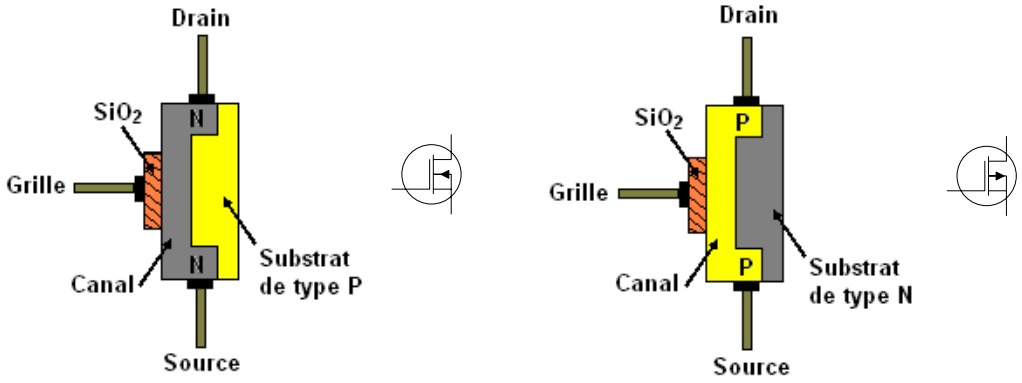
Le *transistor métal-oxyde à effet de champ* ou FET à grille isolée (MOSFET) a une source, a une grille et un drain. La tension de grille contrôle le courant de drain. La principale différence entre un JFET et un FET à grille isolée réside dans le fait que l'on peut appliquer à la grille des tensions positives et encore avoir un courant de grille pratiquement nul. Le premier type de FET à grille isolée est le MOSFET *à déplétion* ou à *appauvrissement* (en anglais : « *depletion* ») souvent appelé *D-MOSFET*. Ces transistors nécessitent une tension grille-source V_{GS} afin de bloquer le transistor. Ils sont équivalents à un ***interrupteur normalement fermé*** (en anglais : « *Normally closed* »).

9.6.2 Structure et symbole d'un D-MOSFET

Considérons la Figure 9-37a représentant les éléments d'un D-MOSFET à canal *N*. La source et le drain apparaissent dans la région *N*. Une tension positive appliquée aux bornes drain-source forcera les électrons libres à circuler comme auparavant de la source vers le drain. Toujours sur la Figure 9-37a, on voit que, à la différence du JFET, le D-MOSFET a une seule région *P* que l'on appelle le *substrat*. Cette région *P* étrangle le canal entre la source et le drain pour ne laisser qu'un étroit passage du côté gauche.

Les électrons qui circulent entre la source et le drain le font par cet étroit canal. On dépose une fine couche *isolante* (généralement d'oxyde de silicium) sur le côté gauche du canal. Cet oxyde est *isolant*. Finalement, on dépose sur l'isolant une électrode métallique qui sera la grille. Comme la grille est isolée du canal, on voit l'origine de l'appellation *FET à grille isolée*.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.



a) Canal N b) Canal P

Figure 9-37 Représentation didactique d'un MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET) à canal N et à canal P ainsi que leurs symboles respectifs.

Il existe également des D-MOSFET avec un canal *P* (Figure 9-37b) et qui fonctionnent avec des tensions et des courants opposés à ceux ayant un canal *N*. Sur le symbole utilisé pour la représentation des D-MOSFET, le canal est représenté par un ***trait continu***. La direction de la flèche indique s'il s'agit d'un dispositif à canal *P* ou à canal *N*.

9.6.3 Principe de fonctionnement du MOSFET à appauvrissement

Le MOSFET à *appauvrissement* (D-MOSFET) peut fonctionner sous deux régimes : **le mode d'appauvrissement** ou **le mode d'enrichissement**. C'est pourquoi il est parfois appelé le MOSFET d'appauvrissement/enrichissement. Toutefois, cette terminologie peut prêter à confusion. En effet, le nom « *MOSFET à appauvrissement* » pourrait suggérer qu'il ne fonctionne que dans le mode d'appauvrissement, alors qu'il est également capable d'opérer en mode d'enrichissement selon les conditions de polarisation. Il convient également de noter son grand frère, le E-MOSFET, qui est spécifiquement un MOSFET à enrichissement, ce qui peut prêter à ambiguïté pour ceux qui découvrent ces types de composants, rendant ainsi la compréhension moins claire. Le D-MOSFET est moins courant que le MOSFET à enrichissement.

En mode repos, le D-MOSFET est normalement conducteur (en anglais : « *Normally ON* ») sans qu'il soit nécessaire d'appliquer une tension de grille. Cependant, l'application d'une tension grille-source (V_{GS}) bloque le dispositif, comme c'est le cas pour un JFET. Dans le cas d'un MOSFET à canal N, une tension de grille positive élargit le canal et augmente le courant drain-source. En revanche, une tension de grille négative réduit le courant (voir Figure 9-38).

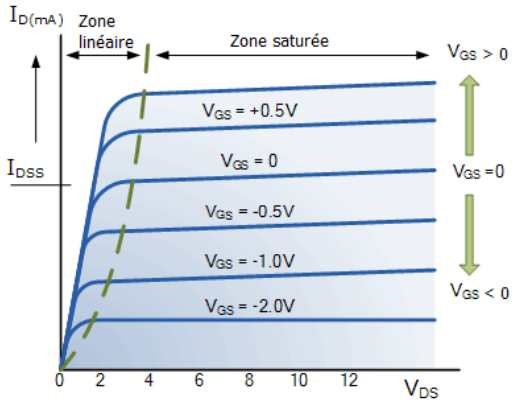


Figure 9-38 Caractéristiques d'un D-MOSFET à canal N.

La Figure 9-39 représente la caractéristique de transconductance d'un D-MOSFET. La caractéristique est toujours une parabole. L'expression du courant drain est comme pour un JFET, elle est donnée par :

$$I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2$$

Équation 9-37 Courant de drain selon la relation de William Shockley.

sauf que la valeur de V_{GS} peut être positive ou négative.

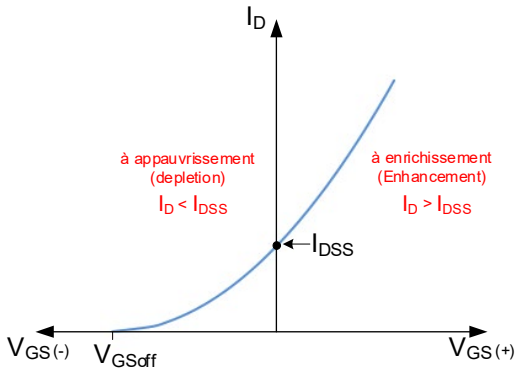


Figure 9-39 Courbe de transconductance du D-MOSFET à canal N.

Régime en appauvrissement

La grille est comme une des plaques d'un condensateur et la couche d'oxyde de silicium le diélectrique. Une tension de grille négative repousse les électrons porteurs du canal *N* laissant des ions positifs à leur place appauvrissant ainsi le canal de ses électrons libres. Ceci a pour effet de rétrécir le canal. Si la tension est suffisamment négative, le canal sera complètement bloqué à la manière d'un JFET.

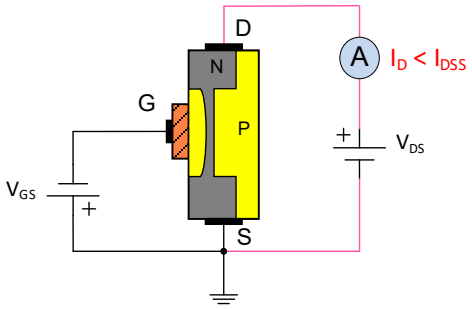


Figure 9-40 D-MOSFET en mode appauvrissement.

Régime en enrichissement

Une tension de grille positive repousse le substrat, et par le fait même, attire plus d'électrons de conduction vers le canal. Ceci l'enrichit et en augmente la conductivité en ouvrant davantage le canal.

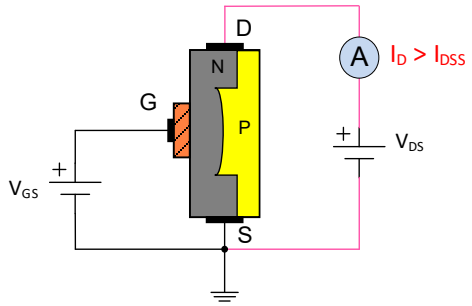


Figure 9-41 D-MOSFET en mode enrichissement.

En résumé, lorsque le D-MOSFET fonctionne en régime appauvri, son comportement est comparable à celui d'un JFET, établissant ainsi une analogie entre les deux dispositifs. En revanche, en régime enrichi, le D-MOSFET affiche des caractéristiques uniques, permettant au courant de drain (I_D) de dépasser le courant I_{DSS}, ce qui le différencie clairement du JFET.

9.6.4 Courbes caractéristiques statiques du MOSFET à appauvrissement

La fonction de transfert (Figure 9-42) est sensiblement la même chose qu'un JFET avec les paramètres V_{GSoff} et I_{DSS}. C'est le côté « appauvrissement ». Cependant, la courbe s'étend maintenant du côté positif de V_{GS} et un courant plus grand que I_{DSS} est alors possible dans le transistor. C'est le côté « enrichissement ».

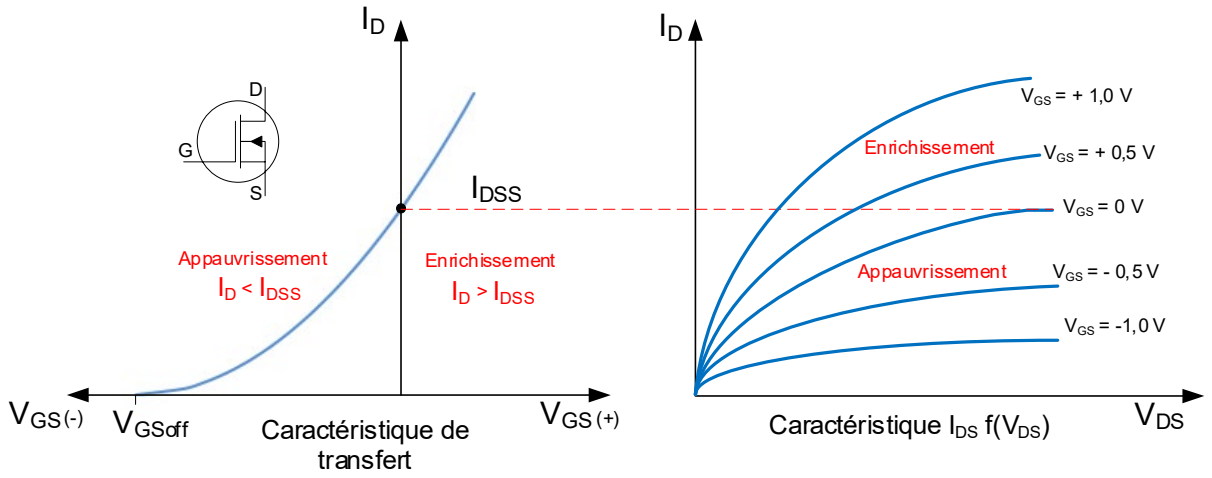


Figure 9-42 Fonction de transfert d'un D-MOSFET à canal N.

Le Tableau 9-1 résume les différents modes de fonctionnement du D-MOSFET.

	$V_{GSoff} < V_{GS} < 0$	$V_{GS} = 0$	$V_{GS} > 0$
Régime	d'appauvrissement	-	d'enrichissement
Courant de Drain	$I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2$ $I_D < I_{Dss}$	$I_D = I_{DSS}$	$I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2$ $I_D > I_{Dss}$

Tableau 9-1 Résumé des différents modes de fonctionnement du D-MOSFET

La Figure 9-43 illustre la fonction de transfert d'un D-MOSFET à canal *P*. Ce transistor est équivalent au D-MOSFET à canal *N*. Les signes des courants et des tensions sont inversés. Ce transistor est peu utilisé.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

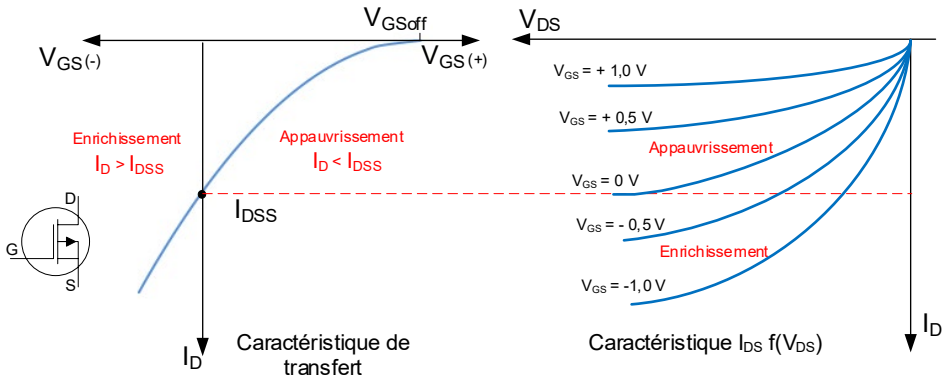


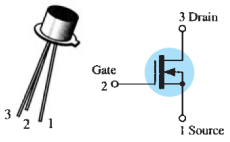
Figure 9-43 Fonction de transfert d'un D-MOSFET à canal P.

9.6.5 Spécifications techniques

Les fiches signalétiques des D-MOSFET donnent la valeur de I_{DSS}. Par exemple, la fiche du D-MOSFET 2N3797 donne les valeurs typiques suivantes : I_{DSS} = 2,9 mA et V_{GSoff} = -5 V pour V_{DS} = 10 V et $V_{DS(max)}$ = 20 V. En mode enrichissement, $I_{D(on)}$ = 14 mA pour V_{DS} = 10 V et V_{GS} = +3,5 V.

2N3797

MOSFET
LOW–POWER AUDIO



N-CHANNEL – DEPLETION

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage 2N3796 2N3797	V_{DS}	 25 20	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	±10	Vdc
Drain Current	I_D	20	mAdc
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	200 1.14	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	+175	°C
Storage Channel Temperature Range	T_{stg}	−65 to +200	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS						
Drain-Source Breakdown Voltage (V_{GS} = −4.0 V, I_D = 5.0 μA) (V_{GS} = −7.0 V, I_D = 5.0 μA)	 2N3796 2N3797	$V_{(BR)DSX}$	 25 20	 30 25	 — —	Vdc
Gate Reverse Current(1) (V_{GS} = −10 V, V_{DS} = 0) (V_{GS} = −10 V, V_{DS} = 0, T_A = 150°C)		I_{GSS}	 — —	 — —	 1.0 200	pAdc
Gate Source Cutoff Voltage (I_D = 0.5 μA, V_{DS} = 10 V) (I_D = 2.0 μA, V_{DS} = 10 V)	 2N3796 2N3797	$V_{GS(off)}$	 — —	 −3.0 −5.0	 −4.0 −7.0	Vdc
Drain-Gate Reverse Current(1) (V_{DG} = 10 V, I_S = 0)		I_{DGO}	—	—	1.0	pAdc
ON CHARACTERISTICS						
Zero-Gate-Voltage Drain Current (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0)	 2N3796 2N3797	I_{DSS}	 0.5 2.0	 1.5 2.9	 3.0 6.0	mAdc
On-State Drain Current (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = +3.5 V)	 2N3796 2N3797	$I_{D(on)}$	 7.0 9.0	 8.3 14	 14 18	mAdc

Figure 9-44 Fiche technique du D-MOSFET 2N3797.

9.7 Polarisation du D-MOSFET

Les circuits de polarisation des MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET) sont similaires à ceux utilisés dans les JFET. La seule différence réside dans le fait que les D-MOSFET peuvent fonctionner avec des valeurs positives de V_{GS}, ce qui leur permet de gérer des courants I_D dépassant I_{DSS}. Dans cette section, nous présenterons trois méthodes de polarisation ainsi que les deux régimes de fonctionnement du D-MOSFET.

9.7.1 Introduction

La polarisation de ce type de transistor est particulièrement simple, car on peut le polariser avec la grille à la masse (V_{GS} = 0 V). Les circuits de polarisation des MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET) sont similaires à ceux utilisés dans les JFET. La seule différence est que les D-MOSFET du type appauvrissement peuvent fonctionner avec des valeurs positives de V_{GS} et des valeurs I_D qui surpassent I_{DSS}.

Par conséquent, on peut également utiliser les mêmes méthodes de polarisation que pour les JFET. De plus, les applications de ce type de transistor sont les mêmes que celles des transistors à effet de champ à jonction. Cela nous permettra de simplifier quelques notions qui ont déjà été présentées pour le JFET.

9.7.2 Polarisation simple du D-MOSFET

Comme un D-MOSFET peut fonctionner dans le régime d'appauvrissement ou d'enrichissement, c'est-à-dire avec des valeurs de V_{GS} négatives ou positives, on peut établir son point de fonctionnement Q à V_{GS} = 0 V. Si on utilise V_{GS} = 0 V, on simplifie considérablement la polarisation comme l'illustre la Figure 9-45. Ce circuit simple est tel qu'aucune tension n'est appliquée ni à la grille ni à la source, par conséquent V_{GS} = 0 et $I_D = I_{DSS}$.

$$V_{GS} = 0\,V \text{ donc } I_D = I_{DSS}$$

Équation 9-38 Courant de drain lorsque V_{GS} = 0V.

Il s'ensuit que :

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS} \cdot R_D$$

Équation 9-39 Tension drain-source pour une polarisation simple du D-MOSFET.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

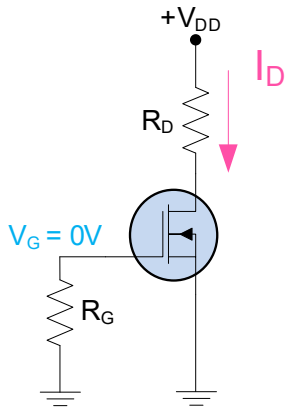


Figure 9-45 Polarisation simple d'un D-MOSFET à canal N.

Exemple 9.10

Déterminer la tension V_{DS} pour le circuit de la Figure 9-46.

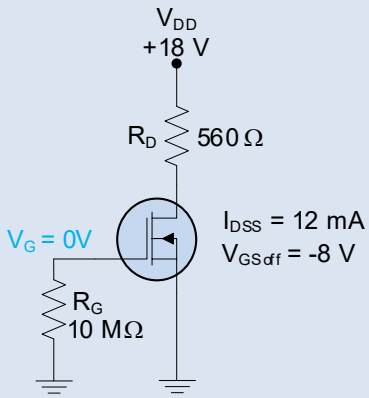


Figure 9-46 Exemple de circuit à polarisation simple d'un D-MOSFET à canal N.

Solution :

Comme $V_{GS} = 0$, $I_D = I_{DSS} = 12$ mA. Donc V_{DS} vaut :

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS} \cdot R_D = +18\,V - (12\,mA \cdot 560\,\Omega) = 11{,}3\,V$$

9.7.3 Polarisation automatique du D-MOSFET

La Figure 9-47 représente un circuit de polarisation automatique, la méthode la plus commune de polarisation des D-MOSFET.

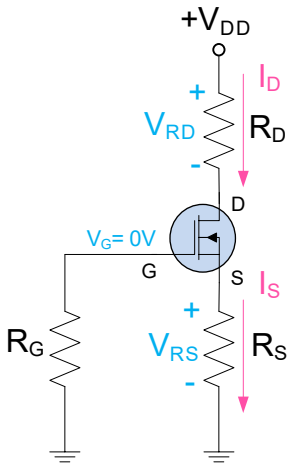


Figure 9-47 Polarisation automatique d'un D-MOSFET à canal N.

Pour résoudre ce circuit, il faut utiliser les mêmes étapes que celles du transistor JFET en polarisation automatique (voir la section 9.4.3). Il faut, soit utiliser la courbe de transconductance normalisée de la Figure 9-48 ou soit résoudre par système d'équation définit antérieurement à la page 521. Cette courbe s'applique à tous les D-MOSFET. Il vous aidera à déterminer le point Q des circuits à polarisation automatique.

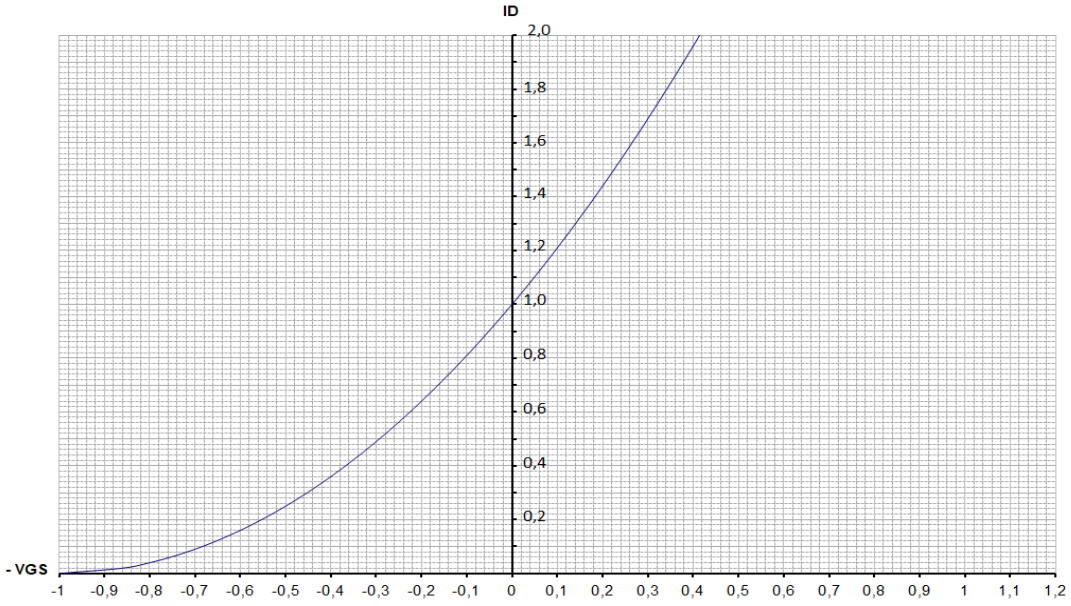


Figure 9-48 Courbe normalisée de transconductance d'un D-MOSFET à canal N.

L'exemple suivant illustre la démarche à effectuer.

Exemple 9.11

À l'aide de la courbe de transconductance, trouver I_{DQ} et V_{GSQ} du circuit de la Figure 9-49.

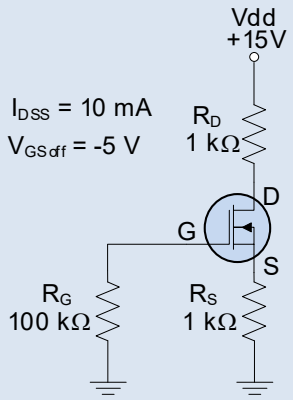


Figure 9-49 Exemple de circuit à polarisation automatique d'un D-MOSFET à canal N.

Solution :

D'abord, nous devons rendre spécifiques les axes de notre courbe normalisée. C'est-à-dire que nous devons utiliser les données I_{DSS} et V_{GSoff} de notre transistor étudié.

Par conséquent,

- Sur l'axe I_D, le « 1 » représente I_{DSS}. Dans ce cas-ci, il vaut 10 mA.
- Sur l'axe V_{GS}, le « -1 » représente V_{GSoff} donc -5 V.

Pour trouver le deuxième point de la droite, on utilise l'hypothèse 1.

Hypothèse 1

$V_{GS} = V_{GSoff} = -5V$.

De l'Équation 9-18,

$I_D = - V_{GS}/R_S = - (-5\ V)/1\ k\Omega = 5\ mA$.

Nous avons maintenant la coordonnée (-5 V; 5 mA).

Ainsi donc, nous avons deux points (0 V; 0 mA) & (-5 V; 5 mA) qui permettent alors de tracer la droite de l'Équation 9-18. Pour placer le 2e point sur le graphique, nous devons normaliser les coordonnées de la tension V_{GS} et du courant I_D :

$$V_{GS}(normalisée) = \frac{V_{GS}}{|V_{GSoff}|} = \frac{-5\ V}{|-5\ V|} = \frac{-5\ V}{5\ V} = -1{,}0$$

$$I_D(normalisé) = \frac{I_D}{I_{DSS}} = \frac{5\ mA}{10\ mA} = 0{,}5$$

Alors, la tension -5 V correspond à -1,0 de l'échelle de V_{GS}. Tandis que le courant 5 mA correspond à 0,5 de l'échelle de I_D. Le 2e point normalisé se trouve aux coordonnées (-1,0; 0,5) (voir Figure 9-50).

Le point Q est situé à l'intersection entre la courbe et la droite. La projection sur les deux axes nous donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}.

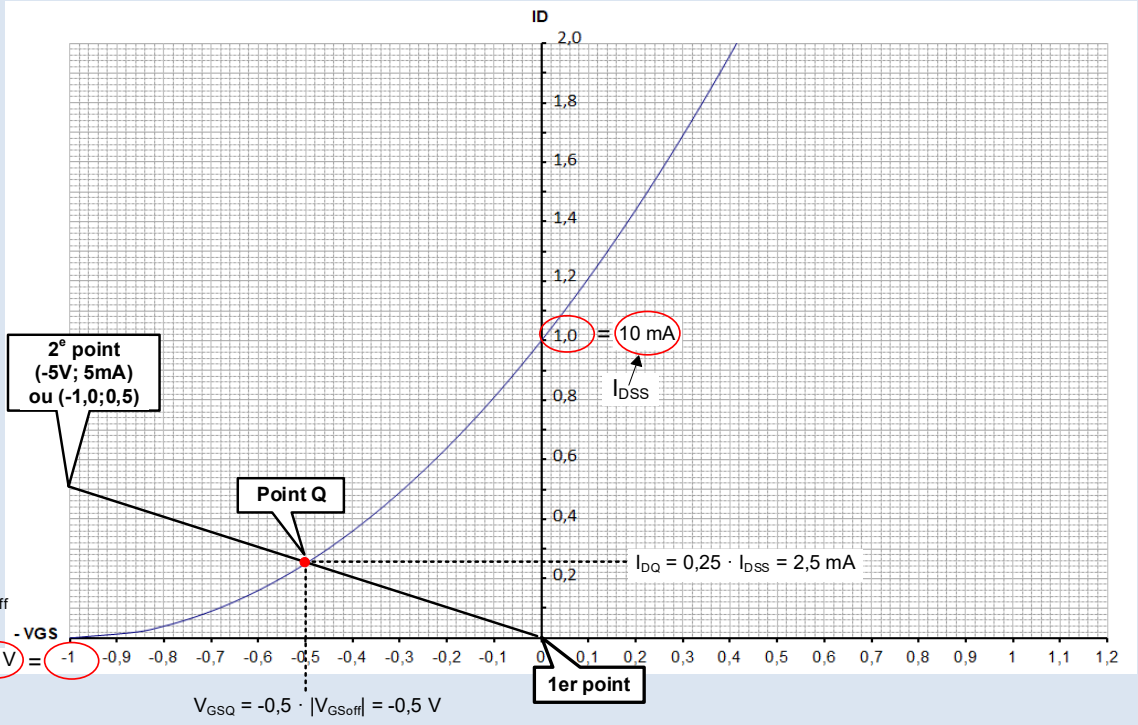


Figure 9-50 Exemple de calcul avec la courbe de transconductance.

La projection du point Q sur l'axe I_D (axe Y) vaut **environ** 0,25 du max de l'échelle qui est toujours I_{DSS}.

$$I_{DQ} = 0{,}25 \cdot I_{DSS} = 0{,}25 \cdot 10\ mA = 2{,}5\ mA.$$

La projection du point Q sur l'axe V_{GS} (axe -X) vaut **environ** -0,5 du max de l'échelle qui est toujours V_{GSoff}.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$V_{GS} = -0{,}5 \cdot |V_{GSoff}| = -0{,}5 \cdot |-5\ V| = -0{,}5 \cdot 5\ V = -2{,}5\ V.$

Donc, le point d'intersection entre la courbe et la droite donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}, soit respectivement 2,5 mA et -2,5 V (voir la Figure 9-50).

Le transistor D-MOSFET utilisant une polarisation automatique **fonctionne toujours** en régime d'appauvrissement.

9.7.4 Polarisation par diviseur de tension d'un D-MOSFET

De la même manière que le JFET, le D-MOSFET peut être polarisé par un diviseur de tension formé par les résistances R_1 et R_2 (Figure 9-51).

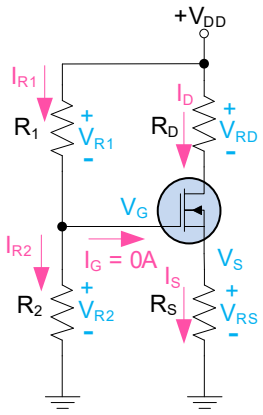


Figure 9-51 Polarisation par diviseur de tension d'un D-MOSFET à canal N.

Pour résoudre ce circuit, il faut utiliser les mêmes étapes que celles du transistor JFET en polarisation par diviseur de tension (voir la section 9.4.7) mais en utilisant la courbe de transconductance normalisée de la Figure 9-48. Cette courbe s'applique à tous les D-MOSFET. Il vous aidera à déterminer le point Q des circuits à polarisation par diviseur de tension.

Les exemples suivants illustrent la démarche à effectuer.

Exemple 9.12

À l'aide de la courbe de transconductance, trouver I_{DQ} et V_{GSQ} du circuit de la Figure 9-52. Par la suite, trouver V_D, V_S et V_{DSQ} du circuit.

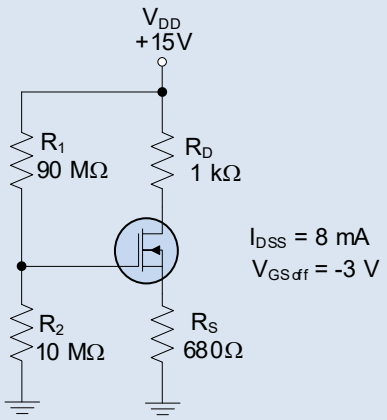


Figure 9-52 Exemple de circuit à polarisation par diviseur de tension d'un D-MOSFET à canal N.

Solution :

D'abord, nous devons rendre spécifiques les axes de notre courbe normalisée. C'est-à-dire que nous devons utiliser les données I_{DSS} et V_{GSoff} de notre transistor étudié.

Par conséquent,

- Sur l'axe I_D, le « 1 » représente I_{DSS}. Dans ce cas-ci, il vaut 8 mA.
- Sur l'axe V_{GS}, le « -1 » représente V_{GSoff} donc -3 V.

Pour tracer la droite, on utilise la méthode suivante :

1er point de la droite - Hypothèse 1 : $I_D = 0$

$$V_{GS} = V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right) = 15\ V \cdot \left(\frac{10M\Omega}{10\ M\Omega+90M\Omega}\right) = 1{,}5\ V$$

1er point : (1,5 V; 0 mA)

2e point de la droite - Hypothèse 2 : $V_{GS} = 0$ V

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} = \frac{V_G}{R_S} = \frac{1{,}5\ V}{680\ \Omega} = 2{,}21\ mA$$

2e point (0 V; 2,21 mA)

Ainsi donc, nous avons deux points (1,5 V; 0 mA) & (0 V; 2,21 mA) qui permettent alors de tracer la droite. Pour placer les deux points, nous devons normaliser les coordonnées de la tension V_{GS} et du courant I_D, pour les 2 deux points :

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

1er point de la droite : (1,5 V; 0 mA)

$$V_{GS}(normalisée) = \frac{V_{GS}}{|V_{GSoff}|} = \frac{1{,}5\ V}{|-3\ V|} = \frac{1{,}5\ V}{3\ V} = +0{,}5$$

Alors, la tension 1,5 V correspond à +0,5 de l'échelle de V_{GS}. Le 1er point normalisé se trouve aux coordonnées (0,5; 0) (voir la Figure 9-53).

2e point de la droite : (0 V; 2,21 mA)

$$I_D(normalisé) = \frac{I_D}{I_{DSS}} = \frac{2{,}21\ mA}{8\ mA} = 0{,}28$$

Le courant 2,21 mA correspond à 0,28 de l'échelle de I_D. Le 2e point normalisé se trouve aux coordonnées (0; 0,28) (voir la Figure 9-53).

Le point Q est situé à l'intersection entre la courbe et la droite. La projection sur les deux axes nous donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}.

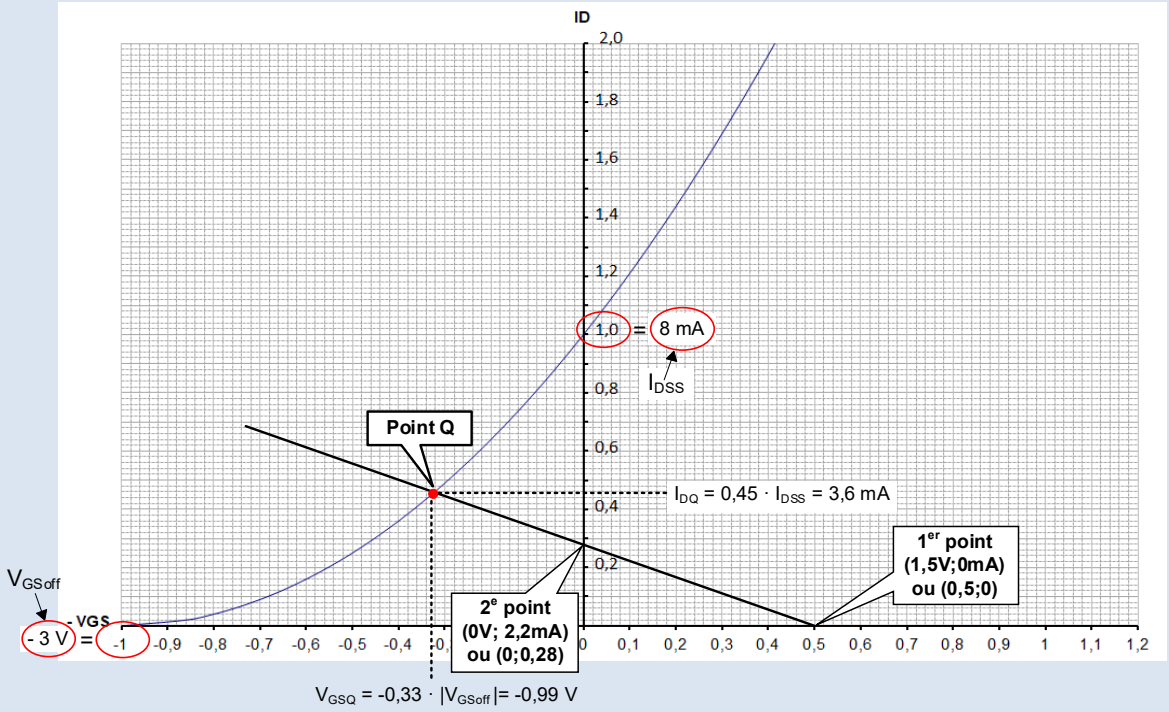


Figure 9-53 Exemple de calcul avec la courbe de transconductance.

La projection du point Q sur l'axe I_D (axe Y) vaut **environ** 0,45 du max de l'échelle qui est toujours I_{DSS}.

$I_{DQ} = 0{,}45 \cdot I_{DSS} = 0{,}45 \cdot 8\ mA = 3{,}6\ mA$.

La projection du point Q sur l'axe V_{GS} (axe -X) vaut **environ** -0,33 du max de l'échelle qui est toujours V_{GSoff}.

$$V_{GS} = -0{,}33 \cdot |V_{GSoff}| = -0{,}33 \cdot |-3\ V| = -0{,}33 \cdot 3\ V = -\ 0{,}99\ V.$$

Donc, le point d'intersection entre la courbe et la droite donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}, soit respectivement 3,6 mA et -0,99 V (voir la Figure 9-53).

On constate que I_D est inférieure à I_{DSS} et $V_{GS} < 0$ V. Donc, le transistor fonctionne dans le **régime d'appauvrissement**.

Nous pouvons maintenant calculer V_S, V_D et V_{DS}.

$$V_S = I_S \cdot R_S = I_D \cdot R_S = 3{,}6\ mA \cdot 680\ \Omega = 2{,}44\ V$$

$$V_D = V_{DD} - I_D \cdot R_D = 15\ V - 3{,}6\ mA \cdot 1k\Omega = 11{,}4\ V$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 11{,}4\ V - 2{,}44\ V = 8{,}96\ V$$

Exemple 9.13

Trouver I_{DQ}, V_{GSQ}, V_D, V_S et V_{DS} du circuit de la Figure 9-52 en changeant la résistance R_S pour une résistance de 150 Ω.

Solution :

Pour tracer la droite, on utilise la méthode suivante :

1er point de la droite - Hypothèse 1 : $I_D = 0$

$$V_{GS} = V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right) = 15\ V \cdot \left(\frac{10M\Omega}{10\ M\Omega+90M\Omega}\right) = 1{,}5\ V$$

1er point : (1,5 V; 0 mA)

2e point de la droite - Hypothèse 2 : $V_{GS} = 0$V

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} = \frac{V_G}{R_S} = \frac{1{,}5\ V}{150\ \Omega} = 10\ mA$$

2e point (0 V; 10 mA)

Ainsi donc, nous avons deux points (1,5 V; 0 mA) & (0 V; 10 mA) qui permettent alors de tracer la droite. Pour placer les deux points, nous devons normaliser les coordonnées de la tension V_{GS} et du courant I_D, pour les 2 deux points :

1er point de la droite : (1,5 V; 0 mA)

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$V_{GS}(normalisée) = \frac{V_{GS}}{|V_{GSoff}|} = \frac{1{,}5\ V}{|-3\ V|} = \frac{1{,}5\ V}{3\ V} = +0{,}5$$

Alors, la tension 1,5 V correspond à +0,5 de l'échelle de V_{GS}. Le 1er point normalisé se trouve aux coordonnées (0,5; 0) (voir la Figure 9-54).

2e point de la droite : (0 V; 10 mA)

$$I_D(normalisé) = \frac{I_D}{I_{DSS}} = \frac{10mA}{8\ mA} = 1{,}25$$

Le courant 10 mA correspond à 1,25 de l'échelle de I_D. Le 2e point normalisé se trouve aux coordonnées (0; 1,25) (voir la Figure 9-54).

Le point Q est situé à l'intersection entre la courbe et la droite. La projection sur les deux axes nous donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}.

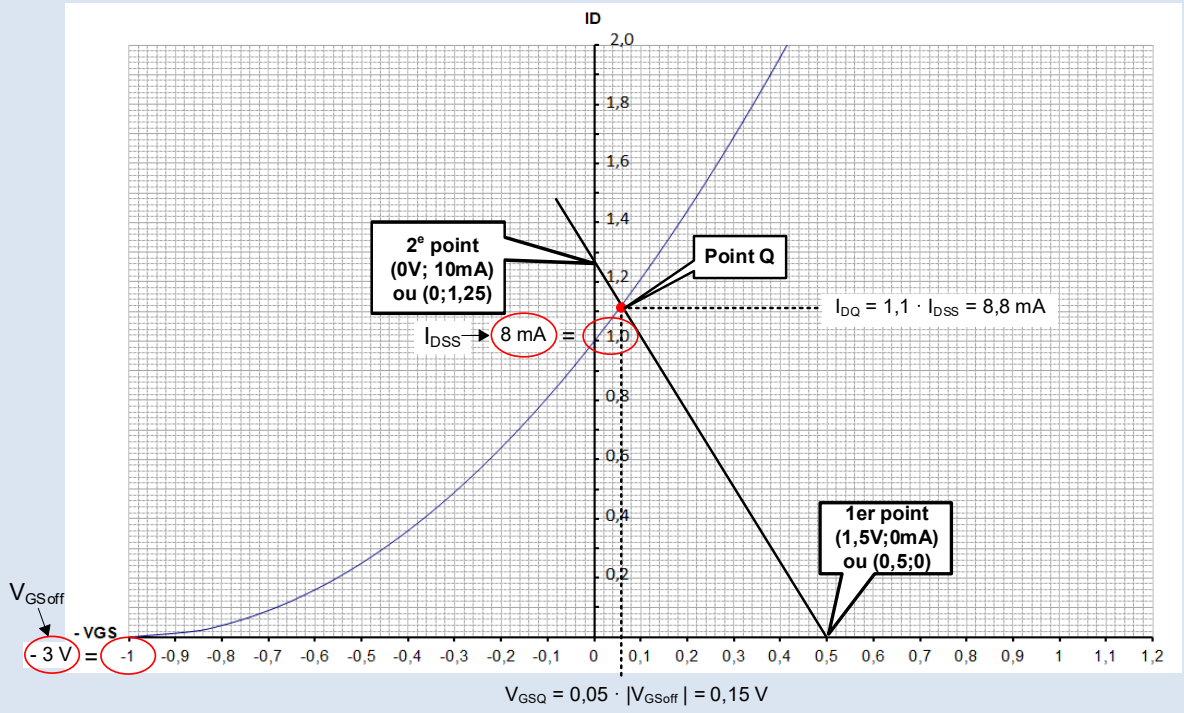


Figure 9-54 Exemple de calcul avec la courbe de transconductance.

La projection du point Q sur l'axe I_D (axe Y) vaut **environ** 1,1 du max de l'échelle qui est toujours I_{DSS}.

$I_{DQ} = 1{,}1 \cdot I_{DSS} = 1{,}1 \cdot 8\ mA = 8{,}8\ mA$.

La projection du point Q sur l'axe V_{GS} (axe +X) vaut **environ** 0,05 du max de l'échelle qui est toujours V_{GSoff}.

$$V_{GS} = 0{,}05 \cdot |V_{GSoff}| = 0{,}05 \cdot |-3\ V| = +0{,}15\ V \quad (\text{Axe positif de } V_{GS})$$

Donc, le point d'intersection entre la courbe et la droite donne le courant I_{DQ} et la tension V_{GSQ}, soit respectivement 8,8 mA et +0,15 V (voir la Figure 9-54).

On constate que I_D est supérieure à I_{DSS} et V_{GS} > 0V. Donc, le transistor fonctionne dans le **régime d'enrichissement**.

Nous pouvons maintenant calculer V_S, V_D et V_{DS}.

$$V_S = I_S \cdot R_S = I_D \cdot R_S = 8{,}8\ mA \cdot 150\ \Omega = 1{,}32\ V$$

$$V_D = V_{DD} - I_D \cdot R_D = 15\ V - 8{,}8\ mA \cdot 1k\Omega = 6{,}2\ V$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 6{,}2\ V - 1{,}32\ V = 4{,}88\ V$$

9.8 MOSFET à enrichissement (E-MOSFET)

Une autre variante du FET à grille isolée est le FET à grille isolée qui fonctionne exclusivement en régime d'enrichissement. Ce dispositif, connu sous le nom de MOSFET à enrichissement (en anglais : « *Enhancement* »), n'opère que dans ce mode. On l'appelle souvent *E-MOSFET* et il est joue un rôle crucial dans les circuits numériques. Dans cette section, nous allons présenter en détail les caractéristiques techniques de ce type de transistor.

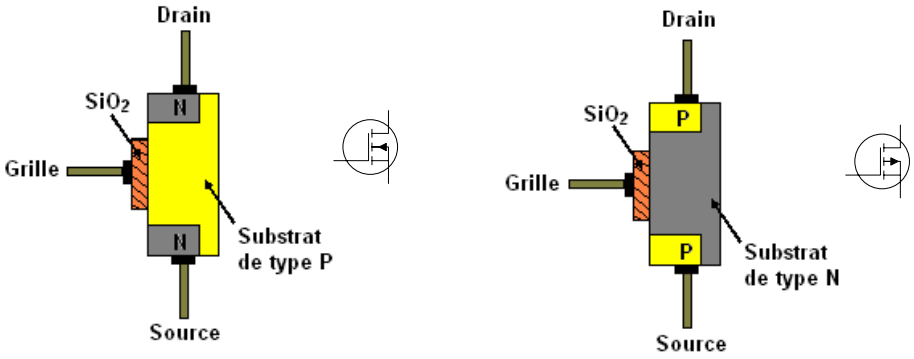
9.8.1 Introduction

Les MOSFET à enrichissement (E-MOSFET) et les JFET sont deux types de transistors à effet de champ, mais ils diffèrent dans leurs caractéristiques et leur fonctionnement. Outre leur différence évidente de structure physique, l'une des distinctions majeures réside dans leur mode de fonctionnement. Alors que les JFET sont généralement des dispositifs à déplétion, ce qui signifie que le canal entre le drain et la source est déjà formé dans leur état initial, les E-MOSFET sont des dispositifs à enrichissement. Cela signifie que le canal entre le drain et la source est initialement non conducteur et qu'il doit être « enrichi » par l'application d'une tension à la grille pour permettre le passage du courant.

Une autre différence notable est la polarité de la tension de commande. Dans un JFET, une tension négative appliquée à la grille par rapport à la source diminue la conductivité du canal, tandis que dans un E-MOSFET, une tension positive appliquée à la grille par rapport à la source améliore la conductivité du canal.

9.8.2 Structure et symbole d'un E-MOSFET

La Figure 9-55a représente les différents éléments d'un E-MOSFET à canal *N*. On remarque que le substrat s'étend jusqu'à la couche d'oxyde. Il n'y a pas, du point de vue structural, de canal *N* (ou *P*) entre la source et le drain.



a) Canal N b) Canal P

Figure 9-55 Représentation schématique d'un MOSFET à enrichissement (E-MOSFET) à canal N et à canal P ainsi que leurs symboles respectifs.

Lorsque V_{GS} = 0, le E-MOSFET ne conduit pas puisqu'il n'y a pas de canal conducteur entre la source et le drain. Sur le symbole de la Figure 9-55a, la ligne de canal est interrompue pour indiquer que ce transistor est *normalement ouvert*. La flèche du substrat pointe vers cette couche d'inversion qui se comporte comme un canal *N* lorsqu'elle conduit. Le symbole de la Figure 9-55a représente un E-MOSFET à canal *N* tandis que la Figure 9-55b représente un E-MOSFET à canal *P*.

Les MOSFET à enrichissement sont d'excellents interrupteurs dus à leur faible résistance lorsqu'ils sont enclenchés et à leur extrême résistance lorsqu'ils sont bloqués. Ces circuits sont utilisés dans les circuits logiques et dans les circuits à commutation de puissance sous la forme de circuits CMOS (« *Complementary MOS* »). Ces circuits utilisent des PMOS (Canal *P*) et des NMOS (Canal *N*) qui fonctionnent de manière complémentaire.

9.8.3 Principe de fonctionnement du MOSFET à enrichissement

Le transistor MOSFET à enrichissement est plus répandu que le modèle à appauvrissement (D-MOSFET). Pour le E-MOSFET, lorsque le transistor est au repos, il n'est pas conducteur, et par conséquent, aucun courant ne circule dans le canal entre le drain et la source, car le canal est soit très peu dopé, soit complètement non dopé. Par conséquent, le chemin entre les électrodes Source et Drain est bloqué, ce qui entraîne une résistance source-drain élevée, de l'ordre de plusieurs TΩ (téraohms). Le transistor est ainsi bloqué, ce qui est souvent désigné en anglais comme étant « *Normally OFF* ».

Lorsque V_{GS} = 0 V, il n'y a aucune tension entre le substrat (matrice) *P* et la grille. Le courant ne peut pas circuler entre le drain et la source du fait que la jonction *N*-*P* drain-substrat soit en inverse.

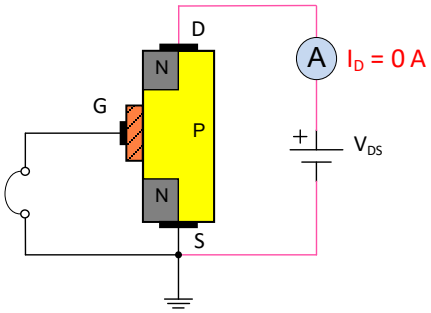


Figure 9-56 E-MOSFET avec V_{GS} = 0 V.

Un courant ne pourra circuler à travers le canal drain-source que si la tension de grille (VGS) dépasse une certaine valeur appelée tension de seuil $V_{GS(th)}$. Une tension positive va repousser les trous du canal tout en attirant les électrons vers la couche d'oxyde (voir Figure 9-57). Cela permet la formation du canal, ce qui autorise le passage du courant. Effectivement, une tension positive à la grille va attirer les électrons libres (porteurs minoritaires) du bloc *P* tout en repoussant les trous. La région du bloc *P* près de la grille est alors appauvrie. Si on augmente la tension V_{GS} jusqu'à une valeur plus

grande que la tension de seuil ($V_{GS(th)}$), on réussit à transformer cette région en une zone de type *N* par la surabondance d'électrons supplémentaire dans la bande de conduction. Le transistor conduit.

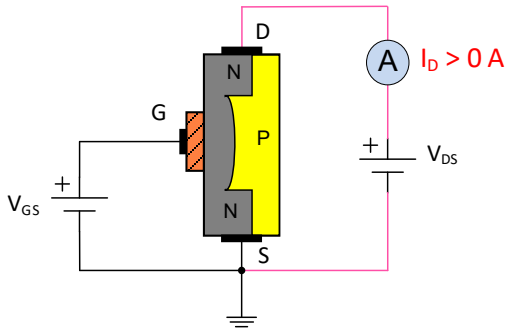


Figure 9-57 E-MOSFET en mode enrichissement ($V_{GS} > V_{th}$).

Ce transistor est qualifié de « *transistor à enrichissement* », car, à l'état initial, aucun canal N n'est présent. Cependant, l'application d'une tension V_{GS} positive permet d'ouvrir le canal N.

La Figure 9-58 représente une famille de caractéristiques de drain d'un E-MOSFET à canal *N*. La caractéristique la plus basse correspond à $V_{GS} = V_{GS(th)}$. Les autres caractéristiques correspondent à des valeurs plus élevées de la tension de grille.

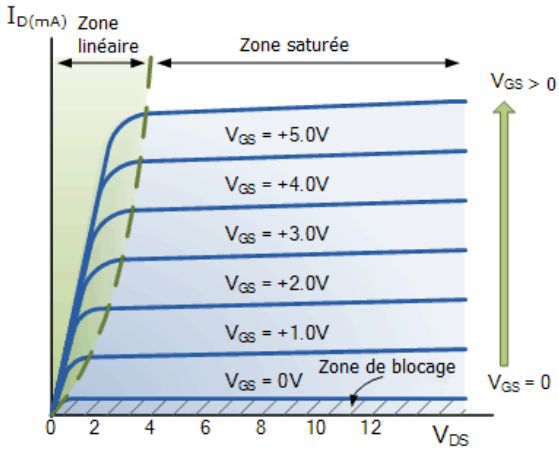


Figure 9-58 Caractéristiques d'un E-MOSFET à canal N.

La Figure 9-59 représente la caractéristique de transconductance (ou caractéristique de grille).

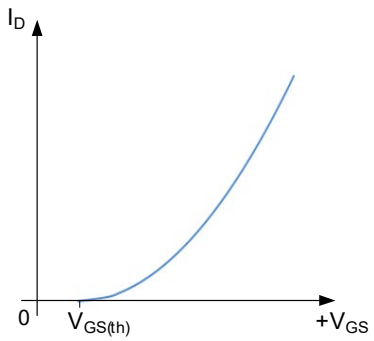


Figure 9-59 Courbe de transconductance d'un E-MOSFET à canal N.

La caractéristique est parabolique (ou quadratique). Le sommet de la parabole est au point $V_{GS} = V_{GS(th)}$. L'équation de cette parabole se ramène donc à :

$$I_D = K \cdot \left[V_{GS} - V_{GS(th)}\right]^2$$

Équation 9-40 Courant de drain dans un E-MOSFET.

où **k** : est une constante proportionnelle qui dépend du E-MOSFET considéré.

Les fiches signalétiques donnent généralement les coordonnées d'un point quelconque de la courbe de transconductance ($I_{D(on)}$ pour un $V_{GS(on)}$). En remplaçant $I_{D(on)}$ et $V_{GS(on)}$ et $V_{GS(th)}$ par leurs valeurs dans l'équation, on peut facilement trouver la constante proportionnelle *K*.

$$K = \frac{I_{D(on)}}{\left[V_{GS(on)} - V_{GS(th)}\right]^2} \ [A/V^2]$$

Équation 9-41 Constante proportionnelle d'un E-MOSFET.

Exemple 9.14

Déterminer la constante *K* d'un E-MOSFET dont les caractéristiques sont les suivantes : $V_{GS(th)}$ de 1,5 V, $I_{DS(on)}$ = 10 mA pour un $V_{GS(on)}$ = 10 V.

Solution :

$$K = \frac{I_{D(on)}}{\left[V_{GS(on)} - V_{GS(th)}\right]^2} = \frac{10\ mA}{[10\ V - 1{,}5\ V]^2} = 138{,}41\ \mu A/V^2$$

 © Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 9.15

En utilisant les données de la fiche signalétique du E-MOSFET BS270 (Figure 9-75), déterminer la constante *K* du transistor.

Solution :

Pour la tension $V_{GS(th)}$, nous prendrons la valeur typique de 2,1 V.

$$K = \frac{I_{D(on)}}{[V_{GS(on)} - V_{GS(th)}]^2} = \frac{2700\ mA}{[10\ V - 2{,}1\ V]^2} = 43{,}26\ \mathrm{m}A/V^2$$

9.9 Caractéristiques spécifiques des E-MOSFET

Les caractéristiques intrinsèques d'un E-MOSFET partagent des similitudes avec celles déjà décrites pour le JFET. Cependant, il existe quelques distinctions importantes entre les deux types de transistors, que nous abordons ici.

9.9.1 Courbes caractéristiques statiques du E-MOSFET

La Figure 9-60 permet d'étudier l'allure du courant I_D en fonction de la tension V_{DS} paramétrée par la tension V_{GS}. Nous pouvons constater que ce courant est nul à V_{GS} = 0V. Un courant ne circulera au travers du canal drain – source que si la tension de grille (V_{GS}) est plus élevée que la tension de seuil, $V_{GS(th)}$.

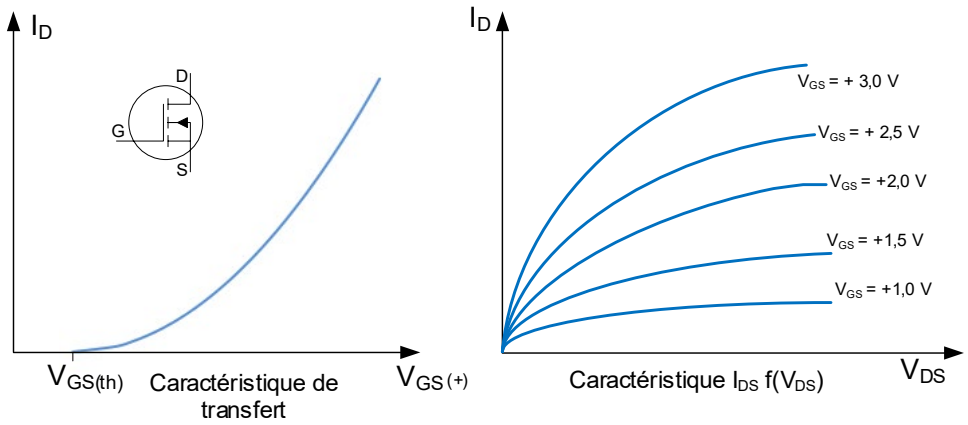


Figure 9-60 Fonction de transfert d'un E-MOSFET à canal N.

La Figure 9-61 illustre la fonction de transfert d'un E-MOSFET à canal *P*. Ce transistor est équivalent au E-MOSFET à canal *N*. Les signes des courants et des tensions sont inversés.

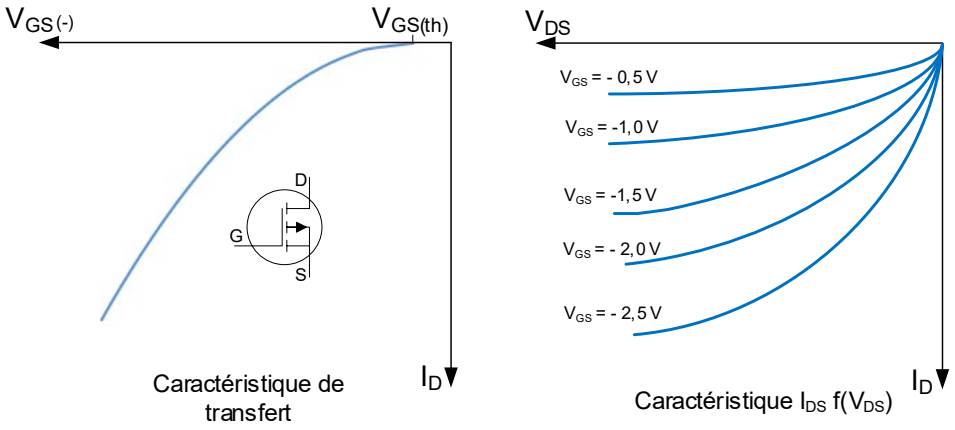


Figure 9-61 Fonction de transfert d'un E-MOSFET à canal P.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

9.9.2 Courant de drain

Nous avons abordé les spécifications techniques du courant de drain pour le JFET et le D-MOSFET. Toutefois, pour les E-MOSFET de puissance, ces spécifications diffèrent considérablement. Ils sont généralement conçus pour supporter des courants de drain beaucoup plus élevés.

Par exemple, pour le transistor IRF540, la fiche technique spécifie une valeur maximale du courant de drain, I_D = 28 A pour une température du boîtier de 25 °C.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_C = 25 °C, unless otherwise noted)					
PARAMETER			**SYMBOL**	**LIMIT**	**UNIT**
Drain-source voltage			V_{DS}	100	V
Gate-source voltage			V_{GS}	± 20	
Continuous drain current	V_{GS} at 10 V	T_C = 25 °C	I_D	28	A
		T_C = 100 °C		20	
Pulsed drain current [a]			I_{DM}	110	

Figure 9-62 Extrait de la fiche technique du transistor IRF540.
« Source : *Vishay Siliconix* »

Toutefois, il est important de noter que le courant total admissible diminue avec l'augmentation de la température du boîtier. La fiche technique nous montre que ce courant est réduit à 20 A pour une température de boîtier de 100 °C. Les spécifications techniques fournissent souvent une courbe décrivant le comportement du courant de drain en fonction de la température, mettant en évidence la variation de cette caractéristique avec les fluctuations de température. La Figure 9-63 montre la courbe du courant de drain maximum en fonction de la température du boitier du transistor.

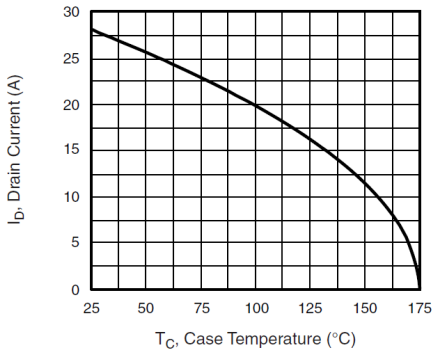


Figure 9-63 Extrait de la fiche technique du transistor IRF540.
« Source : *Vishay Siliconix* »

La courbe repose sur l'équation suivante :

$$I_{D(T_{amb})} = I_{D(25°C)} \cdot \sqrt{\frac{(T_J - T_{amb})}{(T_J - 25°C)}}$$

Équation 9-42 Courant de drain d'un E-MOSFET en fonction de la température ambiante.

9.9.3 Tension de seuil

La tension de seuil $V_{GS(th)}$ (ou V_{Th} de l'anglais : « *threshold voltage* »)[note3] d'un E-MOSFET est la tension minimale appliquée à la grille par rapport à la source pour induire la formation d'un canal conducteur entre le drain et la source. C'est le point où le transistor commence à conduire de manière significative. En dessous de cette tension, le transistor est dans un état bloqué et ne conduit pas de courant entre le drain et la source.

La tension de seuil peut varier de moins de 1 V à plus de 5 V, selon le type de E-MOSFET. À titre d'exemple, la fiche technique du transistor IRF540, nous indique une valeur de tension de seuil maximale $V_{GS(th)}$ = 4 V. Pour les conditions de test suivants : V_{DS} = V_{GS} et I_D = 250 µA.

SPECIFICATIONS (T_J = 25 °C, unless otherwise noted)						
PARAMETER	**SYMBOL**	**TEST CONDITIONS**	**MIN.**	**TYP.**	**MAX.**	**UNIT**
Static						
Gate-source threshold voltage	$V_{GS(th)}$	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 µA	2.0	-	4.0	V

Figure 9-64 Extrait de la fiche technique du transistor IRF540.
« Source : *Vishay Siliconix* »

9.9.4 Résistance $R_{ds(ON)}$

Sur un MOSFET de puissance, lorsque la tension de grille dépasse généralement 5 ou 6 Volts, le transistor est largement conducteur entre le drain et la source, bien qu'une petite résistance résiduelle demeure. Cette caractéristique est exprimée par le paramètre $R_{ds(on)}$. Il s'agit de la résistance équivalente entre le Drain et la Source, lorsque que le MOSFET est à l'état passant.

Idéalement, dans les applications, nous préférerions que cette résistance soit nulle, mais dans la pratique, ce n'est pas toujours le cas. La valeur de $R_{ds(on)}$ peut varier considérablement d'un transistor à l'autre. Pour les transistors de puissance de grande taille, la résistance peut être de l'ordre du milliohm, tandis que pour les transistors plus petits, qui ne commutent que quelques milliampères, elle peut atteindre plusieurs centaines d'ohms. À titre d'exemple, la fiche technique du transistor IRF540, nous indique une valeur maximale de $R_{DS(ON)}$ = 0,077 Ω à T_J = 25 °C. Pour les conditions de test suivants : V_{GS} = 10 V et I_D = 17 A.

SPECIFICATIONS (T_J = 25 °C, unless otherwise noted)							
PARAMETER	**SYMBOL**	**TEST CONDITIONS**		**MIN.**	**TYP.**	**MAX.**	**UNIT**
Static							
Drain-source on-state resistance	$R_{DS(on)}$	V_{GS} = 10 V	I_D = 17 A [b]	-	-	0.077	Ω

Figure 9-65 Extrait de la fiche technique du transistor IRF540.
« Source : *Vishay Siliconix* »

[3] Ici, il ne faut pas confondre $V_{GS(th)}$ (ou V_{th}), la tension de seuil, avec V_{TH}, la tension Thévenin.

La résistance $R_{ds(on)}$ d'un transistor MOSFET n'est pas constante, mais dépend du courant de drain (I_D) et de la température du transistor. Bien que la tension V_{DS} soit presque proportionnelle à I_D, la résistance $R_{ds(on)}$ reste relativement stable avec le courant. Cependant, une légère augmentation (+5 à +10%) de sa valeur peut être observée lorsque le courant de drain double. En revanche, la $R_{ds(on)}$ augmente significativement avec la température : plus le transistor est chaud, plus sa résistance augmente.

Par exemple, la fiche technique du transistor IRF540, nous indique que la valeur de résistance $R_{DS(ON)}$ est multiplier par un facteur d'environ 1,5 à T_J = 90 °C.

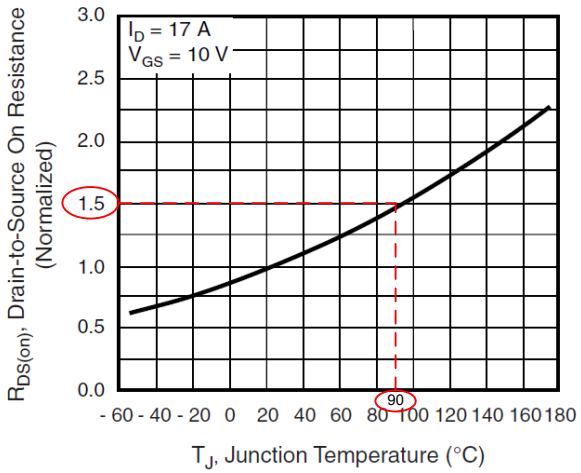


Figure 9-66 Extrait de la fiche technique du transistor IRF540.
« Source : *Vishay Siliconix* »

Cette courbe est désignée sous le nom de *courbe $R_{ds(on)}$ normalisée* (en anglais « *Normalized On-resistance* »). Elle sert de facteur correctif, également appelé « *derating* », par rapport à la valeur de $R_{ds(on)}$ à 25 °C.

9.9.5 Puissance dissipée dans un E-MOSFET

La valeur de la résistance $R_{ds(on)}$ est importante, car elle influence directement la puissance dissipée dans un E-MOSFET.

$$P_D = I_D^2 \cdot R_{ds(ON)}$$

Équation 9-43 Puissance dissipée dans un E-MOSFET.

Exemple 9.16

Déterminer la puissance dissipée du transistor IFR540 dont le courant de drain est I_D = 12 A à une température de jonction, T_J = 60 °C.

Solution :

D'après la courbe représentée dans la Figure 9 75, à une température de jonction de T_J = 60 °C, la résistance $R_{DS(ON)}$ est multipliée par un facteur d'environ 1,25. Par conséquent,

$$R_{ds(ON)_{60\,°C}} = R_{ds(ON)} \cdot 1{,}25 = 0{,}077\ \Omega \cdot 1{,}25 = 96{,}25\ m\Omega$$

$$P_D = I_D^2 \cdot R_{ds(ON)} = (12\ A)^2 \cdot 96{,}25\ m\Omega = 13{,}86\ W$$

9.9.6 Puissance maximale dans un E-MOSFET

La dissipation totale ($P_{D(max)}$) du E-MOSFET à 25°C (température ambiante) correspond à la puissance maximale que le E-MOSFET peut absorber dans des conditions de fonctionnement standard, et elle est déterminée par le fabricant. Par exemple, la fiche technique du transistor IRF540, nous indique une valeur maximale de P_D = 150 W à T_C = 25 °C.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_C = 25 °C, unless otherwise noted)				
PARAMETER		**SYMBOL**	**LIMIT**	**UNIT**
Maximum power dissipation	T_C = 25 °C	P_D	150	W
Linear derating factor			1.0	W/°C

Figure 9-67 Extrait de la fiche technique du transistor IRF540.
« Source : *Vishay Siliconix* »

On remarque également le facteur de réduction de puissance (« *Linear Derating factor* ») discuté en détail dans les précédents chapitres, le facteur de réduction pour un transistor IRF540 est de 1,0 W/°C.

En conclusion, les concepts de limitation de puissance et l'utilisation de dissipateurs thermiques, abordés dans le chapitre 8, s'appliquent de manière universelle à tous les transistors FET, qu'il s'agisse de JFET, de D-MOSFET ou d'E-MOSFET.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

9.9.7 Aire de sécurité

Le lecteur a déjà été introduit au concept de l'aire de sécurité (*SOA*) dans le chapitre 8, qui décrit les plages de fonctionnement autorisées du transistor bipolaire dans le plan courant-tension. La Figure 9-68 illustre l'aire de sécurité SOA d'un transistor FET (ou MOSFET), représentant la tension et le courant possibles à une fréquence de fonctionnement spécifique.

La résistance thermique (en continu ou non) est immédiatement reliée aux performances en puissance. Au-dessus de V_{DSS}, la grille ne peut plus commander. Le courant drain et le transistor risquent donc d'être endommagés. Au-dessus de $I_{D(max)}$, continu ou non, les connections internes fondent et détruisent le transistor.

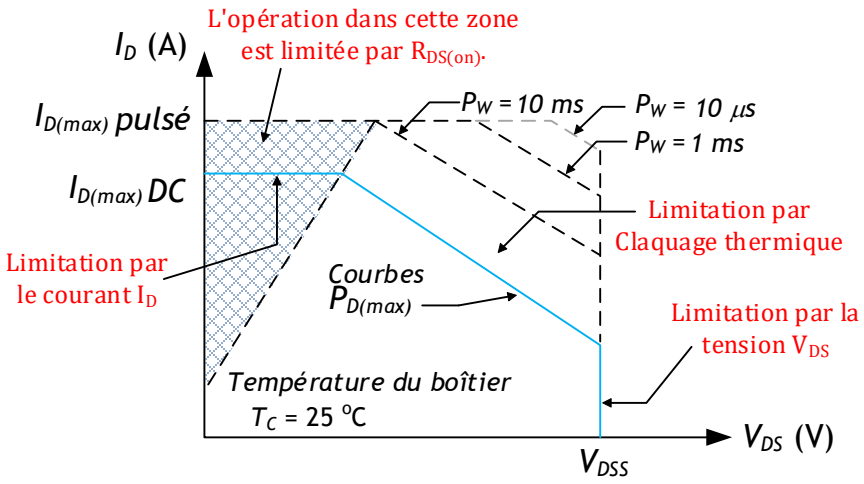


Figure 9-68 Aire de sécurité typique d'un transistor FET de puissance en fonction de I_D et V_{DS}.

À de faibles valeurs de V_{DS}, le courant est d'abord restreint par la résistance R_{DSON}, puis par la dissipation thermique maximale possible, tenant compte des températures limites de la jonction T_J = $T_{J(max)}$ et du boîtier T_C = 25°C imposées. La frontière tracée par la ligne pleine (bleue) s'applique dans le contexte du fonctionnement du transistor en régime continu. Grâce à la capacité thermique des divers constituants du MOSFET, il est possible, d'augmenter le courant sous forme d'impulsions, non répétitives.

Contrairement au transistor BJT de puissance, il est important de noter qu'il n'y a pas d'effet de second claquage dans les MOSFET. La résistance intrinsèque élevée des MOSFET et leur mode de fonctionnement différent rendent improbable l'occurrence d'effets de second claquage.

Tout comme pour le transistor BJT de puissance, l'aire de sécurité est également utilisée pour évaluer la capacité d'un transistor MOSFET à supporter des surtensions ou des pointes de courant lorsqu'il est en mode passant. Dans quelles circonstances ces pointes de tension-courant peuvent-elles survenir pour les transistors ?

En effet, l'aire de sécurité nous renseigne sur la durée pendant laquelle un composant peut fonctionner sans subir de dommages dans des conditions spécifiques. Elle dépend de divers facteurs tels que le substrat utilisé et la capacité du composant à dissiper la chaleur générée. Pour la plupart des MOSFET, il est exceptionnellement rare de trouver un modèle capable de résister simultanément à la tension et au courant maximum spécifiés dans la fiche technique pendant plus d'une microseconde.

Lorsque l'on compare deux transistors MOSFET de marques différentes, mais présentant des caractéristiques similaires en termes de tension et de courant, il est crucial de prendre en compte d'autres facteurs, par exemple, la courbe de l'aire de sécurité (SOA), lors du choix du transistor pour la conception d'un circuit.

Prenons l'exemple de ces deux transistors, chacun ayant les caractéristiques suivantes : $I_{D(max)}$ = 20 A et V_{DSS} = 100 V. Selon leurs fiches techniques respectives, ces deux transistors devraient convenir aux mêmes applications.

MOSFET Maximum Ratings T_J = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter		Ratings	Units
V_{DSS}	Drain to Source Voltage		100	V
V_{GS}	Gate to Source Voltage		±16	V
I_D	Drain Current - Continuous (V_{GS}=10) (Note 1)	T_C = 25°C	20	A
	Pulsed Drain Current	T_C = 25°C	See Figure4	

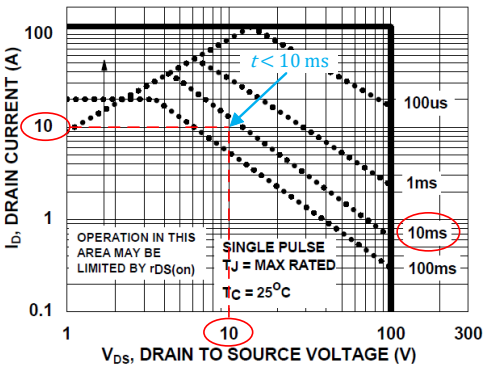
Figure 9-69 Extrait de la fiche technique du transistor HUF76629D3ST-F085.
« Source : *ON Semiconductor* »

MOSFET Maximum Ratings T_C = 25°C unless otherwise noted.

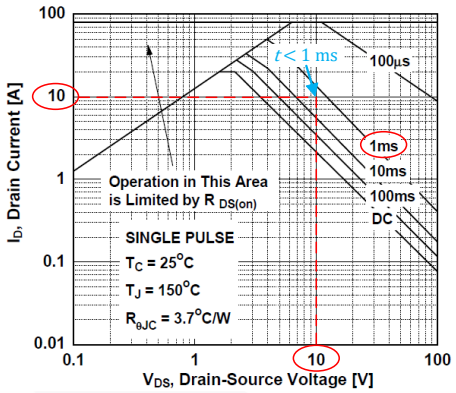
Symbol	Parameter		FDPF3860T	Unit
V_{DSS}	Drain to Source Voltage		100	V
V_{GSS}	Gate to Source Voltage		±20	V
I_D	Drain Current	- Continuous (T_C = 25°C)	20	A
		- Continuous (T_C = 100°C)	12.7	

Figure 9-70 Extrait de la fiche technique du transistor FDPF3860T.
« Source : *Fairchild Semiconductor* »

Toutefois, consultons les graphiques SOA de chacun d'eux afin d'évaluer la durée pendant laquelle ils peuvent résister à un courant de 10 ampères pour une tension de 10 volts.



a) Transistor HUF76629D3ST



b) Transistor FDPF3860T

Figure 9-71 Extrait des fiches techniques des transistors HUF76629D3ST et FDPF3860T.
« Source : *ON Semiconductor* et *Fairchild Semiconductor* »

D'après les graphiques, nous constatons que le transistor FDPF3860T de la compagnie « *Fairchild Semiconductor* » (voir Figure 9-71b) est capable de résister pendant un peu moins d'une milliseconde à un courant de 10 ampères pour une tension de 10 volts. En comparaison, le transistor HUF76629D3ST de la compagnie « *ON Semiconductor* » (voir Figure 9-71a) dans les mêmes conditions, peut résister pendant 10 millisecondes.

En résumé, cet exemple met en évidence l'importance d'une sélection méticuleuse des transistors MOSFET en fonction de leur capacité de résistance dans diverses conditions. Il démontre que la sélection des composants ne se limite pas à quelques paramètres, mais nécessite une analyse approfondie pour assurer la fiabilité et la durabilité des circuits électroniques.

9.9.8 Diode intrinsèque parasite

Les composants renferment tous des éléments parasites, mais habituellement, on ne les considère que dans des situations spécifiques. Contrairement à la plupart des autres composants actifs, le E-MOSFET de puissance se distingue par la présence d'un élément parasite dans son symbole schématique : la *diode intrinsèque* (« *Body diode* » en anglais). Cette dernière fait partie intégrante de la structure du composant, demeurant inchangée malgré les évolutions structurelles et les diverses conceptions en vigueur. Cette diode se situe entre le drain et la source du transistor (Figure 9-72).

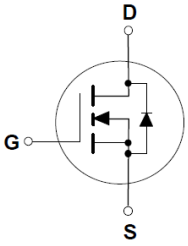


Figure 9-72 Diode intrinsèque d'un E-MOSFET à canal N.

L'inconvénient principal de la diode intrinsèque du E-MOSFET survient lorsque celui-ci est polarisé en inverse, c'est-à-dire lorsqu'un courant s'écoule de la source vers le drain. Dans de telles circonstances, la diode peut se retrouver en polarisation directe, provoquant une circulation de courant indésirable, ce qui peut occasionner des pertes de puissance, une dissipation thermique accrue et potentiellement conduire à sa destruction.

Pour éliminer l'effet de la diode intrinsèque dans un E-MOSFET, plusieurs stratégies peuvent être mises en œuvre. Une méthode répandue consiste à ajouter une diode Schottky en parallèle avec la diode intrinsèque. La diode Schottky, grâce à sa tension de seuil plus basse, contourne efficacement la diode intrinsèque lorsque celle-ci est polarisée en inverse, réduisant ainsi le flux de courant non souhaité. De nos jours, la plupart des fabricants intègrent une diode en parallèle nettement plus performante que la diode intrinsèque parasite, garantissant ainsi une meilleure efficacité et fiabilité du dispositif.

Certains constructeurs offrent peu ou très peu d'informations sur les caractéristiques dynamiques des diodes intrinsèques. Par exemple, dans la fiche technique du transistor BS270, nous indique une valeur maximale pour le courant direct I_S = 400 mA et une tension directe de V_{SD} = 400 mA.

DRAIN-SOURCE DIODE CHARACTERISTICS AND MAXIMUM RATINGS						
I_S	Maximum Continuous Drain-Source Diode Forward Current				400	mA
I_{SM}	Maximum Pulsed Drain-Source Diode Forward Current				2000	mA
V_{SD}	Drain-Source Diode Forward Voltage	V_{GS} = 0 V, I_S = 400 mA (Note 1)		0.88	1.2	V

Figure 9-73 Extrait de la fiche technique du transistor BS270.
« Source : *ON Semiconductor* »

Au contraire de ce qui a été précédemment évoqué, la diode intrinsèque peut présenter des avantages dans certaines configurations, telles que les architectures en pont en H ou le demi-pont. Elle assume le rôle de diode de roue libre pour le transistor MOSFET complémentaire. Néanmoins, le temps de réponse relativement lent de cette diode intrinsèque peut entraîner des problèmes lorsqu'on utilise le transistor dans un circuit de commutation à haute fréquence, où des transitions rapides et une conduction bidirectionnelle du courant sont nécessaires. Pour contourner la conduction lente de cette diode intrinsèque, l'ajout de deux diodes rapides externes peut être envisagé (Figure 9-74).

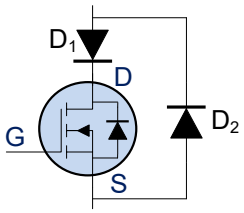


Figure 9-74 Montage classique afin de masquer la diode intrinsèque d'un E-MOSFET à canal N.

En ajoutant ces deux diodes dans le circuit du transistor, elles fournissent une voie de conduction alternative et plus rapide, réduisant ainsi les temps de commutation et améliorant les performances globales du MOSFET, notamment dans les applications de commutation à haute fréquence.

D'autres éléments parasites, en plus de la diode et de la résistance Drain-source (R_{DS}), sont présents à l'intérieur du MOSFET et peuvent affecter son fonctionnement. Cependant, pour des raisons de concision, nous ne les abordons pas ici.

Nous nous limiterons à souligner que parmi ces éléments, les capacités parasites sont particulièrement importantes. Bien qu'elles soient souvent négligées dans les discussions générales, elles peuvent avoir un impact considérable sur les performances des MOSFET dans diverses applications. Les capacités parasites peuvent entraîner des retards de commutation et doivent être prises en compte lors de la conception et de l'analyse des circuits.

9.9.9 Conclusion

Nous avons parcouru plusieurs caractéristiques du E-MOSFET, certaines de manière exhaustive, mais malgré nos efforts, toutes les caractéristiques n'ont pas été abordées. Il revient au lecteur de compléter sa compréhension en explorant d'autres sources et en approfondissant ses recherches sur ce sujet.

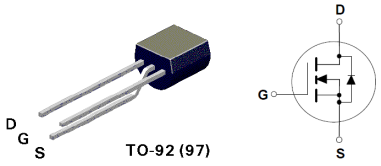
9.9.10 Spécifications techniques

La Figure 9-75 représente la fiche signalétique du E-MOSFET BS270 à canal *N*. Nous retrouvons les valeurs typiques suivantes : V_{DSS} = 60 V, $I_{D(max)}$ = 400 mA, $V_{GS(th)}$ typique = 2,1 V et $I_{D(on)}$ = 2700 mA pour $V_{GS(on)}$ = 10 V.

Absolute Maximum Ratings T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	BS270	Units
V_{DSS}	Drain-Source Voltage	60	V
V_{DGR}	Drain-Gate Voltage ($R_{GS} \leq 1M\Omega$)	60	V
V_{GSS}	Gate-Source Voltage - Continuous	±20	V
	- Non Repetitive (tp < 50µs)	±40	
I_D	Drain Current - Continuous	400	mA
	- Pulsed	2000	
P_D	Maximum Power Dissipation	625	mW
	Derate Above 25°C	5	mW/°C
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to 150	°C
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/16" from Case for 10 Seconds	300	°C
THERMAL CHARACTERISTICS			
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistacne, Junction-to-Ambient	200	°C/W

BS270
N-Channel Enhancement Mode
Field Effect Transistor



Electrical Characteristics (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS						
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	V_{GS} = 0 V, I_D = 10 µA	60			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	V_{DS} = 60 V, V_{GS} = 0 V			1	µA
		T_J = 125°C			500	µA
I_{GSSF}	Gate - Body Leakage, Forward	V_{GS} = 20 V, V_{DS} = 0 V			10	nA
I_{GSSF}	Gate - Body Leakage, Reverse	V_{GS} = -20 V, V_{DS} = 0 V			-10	nA
ON CHARACTERISTICS (Note 1)						
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 µA	1	2.1	2.5	V
$R_{DS(ON)}$	Static Drain-Source On-Resistance	V_{GS} = 10 V, I_D = 500 mA		1.2	2	Ω
		T_J = 125°C		2	3.5	
		V_{GS} = 4.5 V, I_D = 75 mA		1.8	3	
$V_{DS(ON)}$	Drain-Source On-Voltage	V_{GS} = 10 V, I_D = 500 mA		0.6	1	V
		V_{GS} = 4.5 V, I_D = 75 mA		0.14	0.225	
$I_{D(ON)}$	On-State Drain Current	V_{GS} = 10 V, $V_{DS} \geq 2\ V_{DS(on)}$	2000	2700		mA
		V_{GS} = 4.5 V, $V_{DS} \geq 2\ V_{DS(on)}$	400	600		
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{DS} \geq 2\ V_{DS(on)}$, I_D = 200 mA	100	320		mS

Figure 9-75 Fiche technique du E-MOSFET BS270.

9.10 Polarisation du E-MOSFET

Dans cette section, nous examinerons deux méthodes de polarisation couramment utilisées pour les transistors à effet de champ à MOS enrichissement (E-MOSFET) : la polarisation par rétroaction de drain et la polarisation par diviseur de tension. Rappelons que les E-MOSFET doivent fonctionner lorsque la valeur de V_{GS} est supérieure à la tension de seuil, $V_{GS(th)}$. Voyons de près la polarisation des E-MOSFET.

9.10.1 Polarisation par rétroaction de drain

La Figure 9-76 représente une polarisation par rétroaction de drain, applicable au E-MOSFET. Aucune tension n'apparaît aux bornes de R_G puisque le courant de grille est négligeable; donc $V_{GS} = V_{DS}$. On maintient normalement V_{DS} au-dessus de 10 V afin de s'assurer un fonctionnement bien au-dessus de la tension de pincement.

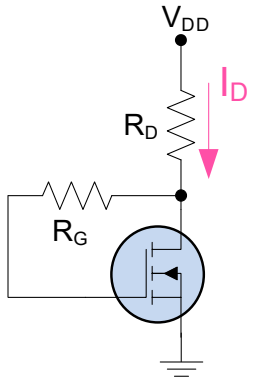


Figure 9-76 Polarisation par réaction au drain d'un E-MOSFET à canal N.

Les équations pour le circuit à polarisation par rétroaction au drain sont :

$$V_{GS} = V_{DS}$$

Équation 9-44 Tension grille-source d'un E-MOSFET polarisé par réaction au drain.

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D \cdot R_D$$

Équation 9-45 Tension drain-source d'un E-MOSFET polarisé par réaction au drain.

Exemple 9.17

Déterminer le courant I_D et la tension V_{GS} du circuit de la Figure 9-77 pour que la tension V_{DS} = 10 V.

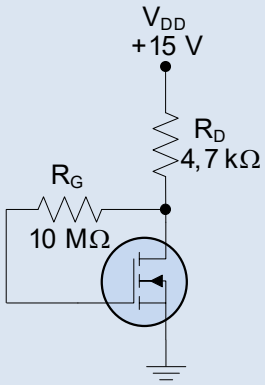


Figure 9-77 Exemple de circuit à polarisation par rétroaction au drain d'un E-MOSFET à canal N.

Solution :

Comme V_{GS} = V_{DS} = 10 V et $V_{DS} = V_{DD} - I_D \cdot R_D$.

Donc I_D vaut :

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D} = \frac{15\ V - 10\ V}{4{,}7\ k\Omega} = 1{,}064\ mA$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

9.10.2 Polarisation par diviseur de tension d'un E-MOSFET avec R_S

La Figure 9-78 représente une polarisation par diviseur de tension avec résistance à la source, applicable à un E-MOSFET.

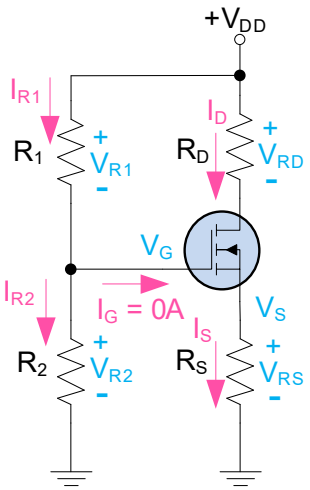


Figure 9-78 Polarisation par diviseur de tension avec R_S d'un E-MOSFET à canal N

Comme nous l'avons mentionné antérieurement, l'équation du courant de drain du transistor E-MOSFET est :

$$I_D = K \cdot \left[V_{GS} - V_{GS(th)}\right]^2$$

Équation 9-46 Courant de drain dans un E-MOSFET.

où ***k*** : est une constante proportionnelle qui dépend du E-MOSFET considéré.

La tension aux bornes de la résistance de source est

$$V_S = I_S \cdot R_S$$

Équation 9-47 Tension de la source.

Comme le courant de grille est zéro la tension de la grille peut directement être calculée par :

$$V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$$

Équation 9-48 Tension de la grille d'un E-MOSFET polarisé par diviseur de tension avec R_S.

La tension grille-source est donnée par

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

Équation 9-49

Et la tension de la source est

$$V_S = V_G - V_{GS}$$

Équation 9-50

Nous pouvons déterminer la valeur du courant de drain avec l'expression suivante :

$$I_D = I_S = \frac{V_S}{R_S}$$

Équation 9-51

Par substitution de V_S, nous obtenons

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S}$$

Équation 9-52

Pour nous résumer, le courant de drain dépend de V_{GS}. La tension V_{GS} est déterminée par la tension de la source (V_S), qui elle est déterminée par la tension aux bornes de R_S qui est à son tour déterminée par le courant de drain. On est en présence d'un système de deux équations.

$$\boxed{\boldsymbol{I_D = K \cdot \left[V_{GS} - V_{GS(th)}\right]^2}}$$

Équation 9-53

$$\boxed{\boldsymbol{I_D = I_S = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S}}}$$

Équation 9-54

Pour résoudre ce système de deux équations, il faut, soit utiliser un ordinateur ou une calculatrice sophistiquée, ou soit ramener les deux équations à une équation par substitution. Puis on transforme l'équation pour obtenir la forme $ax^2 + bx + c = 0$ afin de déterminer a, b et c. Par la suite, on utilise la formule quadratique et pour effectuer le calcul afin de résoudre l'équation polynomiale de degré 2.

$$x_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

Pour notre système, il faut d'abord développer l'Équation 9-53.

$$I_D = K \cdot \left[V_{GS} - V_{GS(th)}\right]^2$$

$$I_D = K \cdot \left[{V_{GS}}^2 - 2 \cdot V_{GS(th)} \cdot V_{GS} + {V_{GS(th)}}^2\right]$$

On transforme l'équation pour obtenir la forme $ax^2 + bx + c = 0$, où V_{GS} est équivalent de x.

$$K \cdot {V_{GS}}^2 - 2 \cdot K \cdot V_{GS(th)} \cdot V_{GS} + K \cdot {V_{GS(th)}}^2 - I_D = 0$$

Par substitution de l'Équation 9-54 dans l'Équation 9-53, on obtient,

$$K \cdot {V_{GS}}^2 - 2 \cdot K \cdot V_{GS(th)} \cdot V_{GS} + K \cdot {V_{GS(th)}}^2 - \left(\frac{V_G - V_{GS}}{R_S}\right) = 0$$

Et,

$$\underbrace{K}_{a} \cdot {V_{GS}}^2 + \underbrace{\left(\frac{1}{R_S} - 2 \cdot K \cdot V_{GS(th)}\right)}_{b} V_{GS} + \underbrace{\left(K \cdot {V_{GS(th)}}^2 - \frac{V_G}{R_S}\right)}_{c} = 0$$

Donc,

$$\boxed{a = K}$$

$$\boxed{b = \left(\frac{1}{R_S} - 2 \cdot K \cdot V_{GS(th)}\right)}$$

$$\boxed{c = \left(K \cdot {V_{GS(th)}}^2 - \frac{V_G}{R_S}\right)}$$

Équation 9-55 Coefficients de la formule quadratique pour la polarisation par diviseur de tension d'un E-MOSFET.

Il est à noter qu'on aurait pu substituer l'Équation 9-53 dans la l'Équation 9-54, ce qui aurait donné des équations différentes pour les coefficients *a*, *b* et *c*. Pour finir, on trouvera les mêmes solutions pour le système d'équation.

Exemple 9.18

Déterminer la tension V_{GSQ}, le courant I_{DQ}, et la tension V_{DS} du circuit de la Figure 9-79.

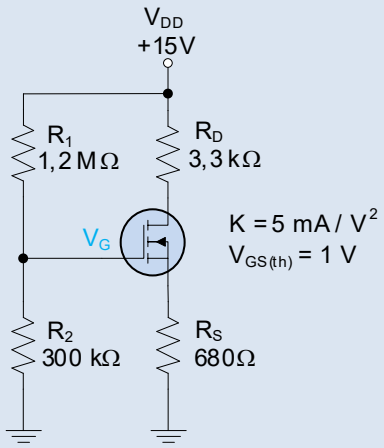


Figure 9-79 Exemple de circuit à polarisation par diviseur de tension d'un E-MOSFET à canal N

Solution :

D'abord, on trouve la tension à la grille du transistor,

$$V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right) = 15V \cdot \left(\frac{300\ k\Omega}{1{,}2\ M\Omega+300\ k\Omega}\right) = 3{,}00\ V$$

Par la suite, on calcule les coefficients a, b et c,

$$a = K = 5\ mA/V^2 = 5x10^{-3}A/V^2$$

$$b = \left(\frac{1}{R_S} - 2 \cdot K \cdot V_{GS(th)}\right) = \left(\frac{1}{680\ \Omega} - 2 \cdot 5x10^{-3}A/V^2 \cdot 1\ V\right) = -8{,}529x10^{-3}$$

$$c = \left(K \cdot {V_{GS(th)}}^2 - \frac{V_G}{R_S}\right) = \left(5x10^{-3}A/V^2 \cdot 1V^2 - \frac{3{,}00\ V}{680\ \Omega}\right) = 588{,}24x10^{-6}$$

On évalue les deux solutions,

$$x_1 = \frac{-b+\sqrt{b^2-4ac}}{2a} = \frac{-(-8{,}529x10^{-3})+\sqrt{(-8{,}529x10^{-3})^2-4\cdot5x10^{-3}\cdot588{,}24x10^{-6}}}{2\cdot5x10^{-3}} = 1{,}634\ V$$

$$x_2 = \frac{-b-\sqrt{b^2-4ac}}{2a} = \frac{-(-8{,}529x10^{-3})-\sqrt{(-8{,}529x10^{-3})^2-4\cdot5x10^{-3}\cdot588{,}24x10^{-6}}}{2\cdot5x10^{-3}} = 72\ mV$$

Étant donné que le transistor E-MOSFET doit fonctionner lorsque la valeur de V_{GS} est supérieure à la tension de seuil, $V_{GS(th)}$, on retiendra la valeur de x_1 pour le V_{GS}.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$V_{GS} = 1{,}634\ V$$

Donc, le courant de drain vaut,

$$I_D = K \cdot [V_{GS} - V_{th}]^2 = 5\ mA/V^2 \cdot [1{,}634\ V - 1\ V]^2 = 2{,}01\ mA$$

La tension au drain est,

$$V_D = V_{DD} - I_D \cdot R_D = 15\ V - 2{,}01\ mA \cdot 3{,}3\ k\Omega = 8{,}37\ V$$

La tension à la source vaut,

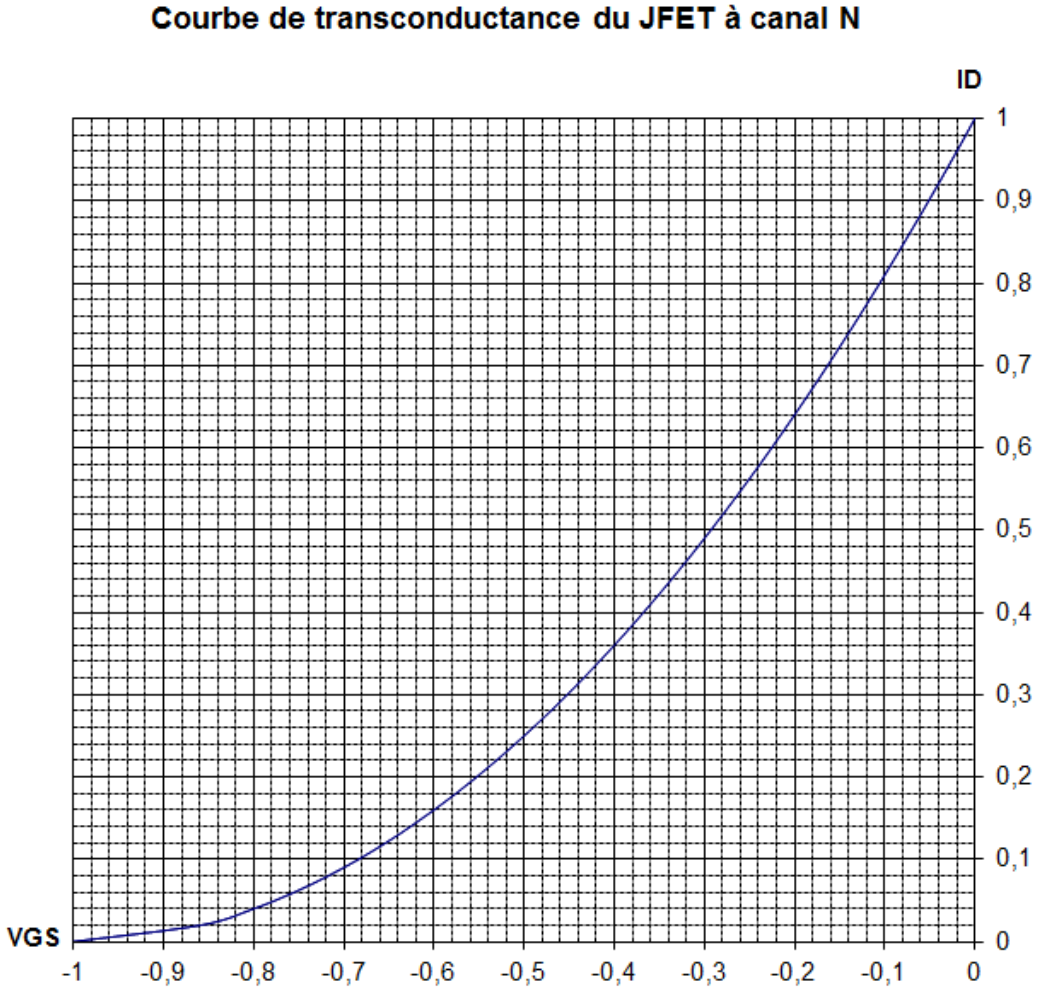
$$V_S = I_S \cdot R_S = 2{,}01\ mA \cdot 680\ \Omega = 1{,}366\ V$$

Et finalement,

$$V_{DS} = V_D - V_S = 8{,}37\ V - 1{,}366\ V = 7{,}01\ V$$

9.11 Courbes caractéristiques de transfert $I_{DS} = f(V_{GS})$

9.11.1 Courbe normalisée de transconductance du JFET à canal N



La courbe correspond à l'équation mathématique suivante :

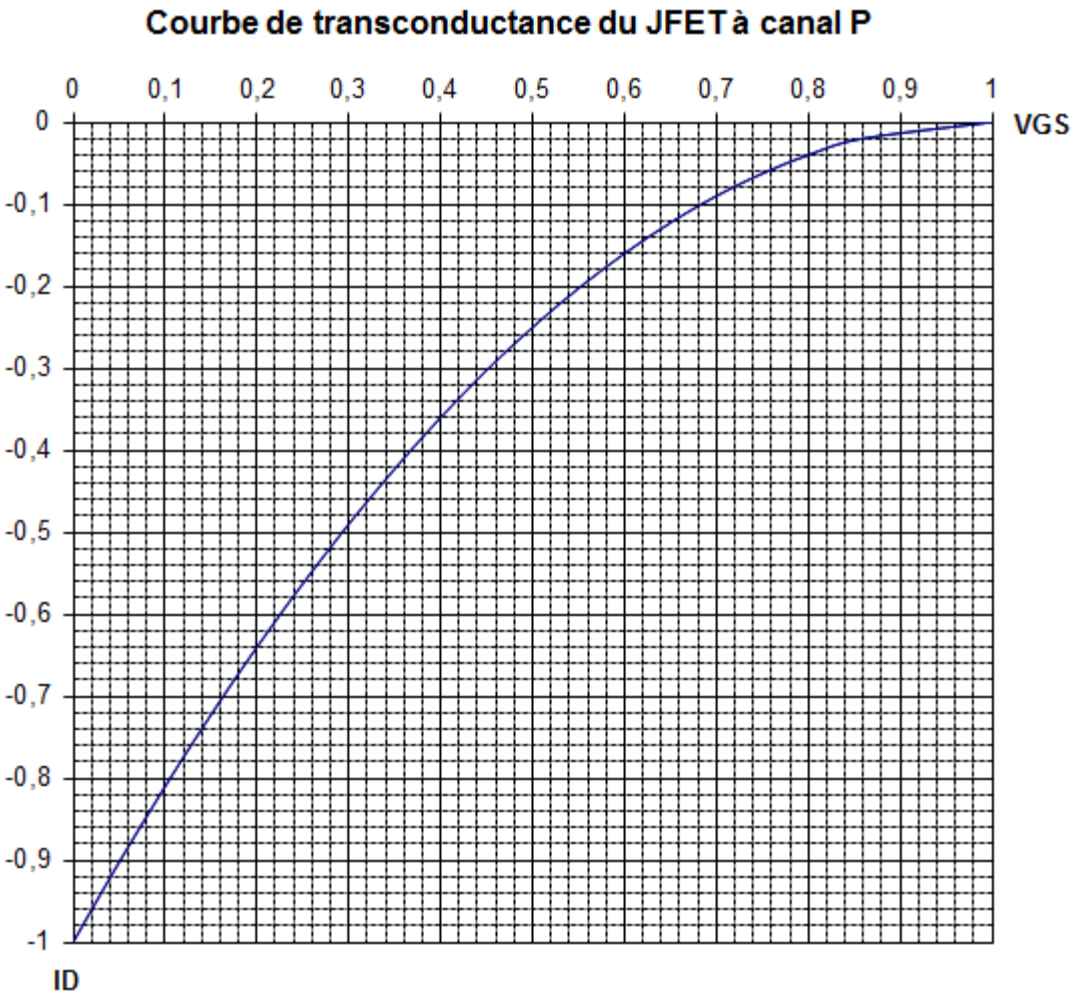
$$I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2$$

ou encore

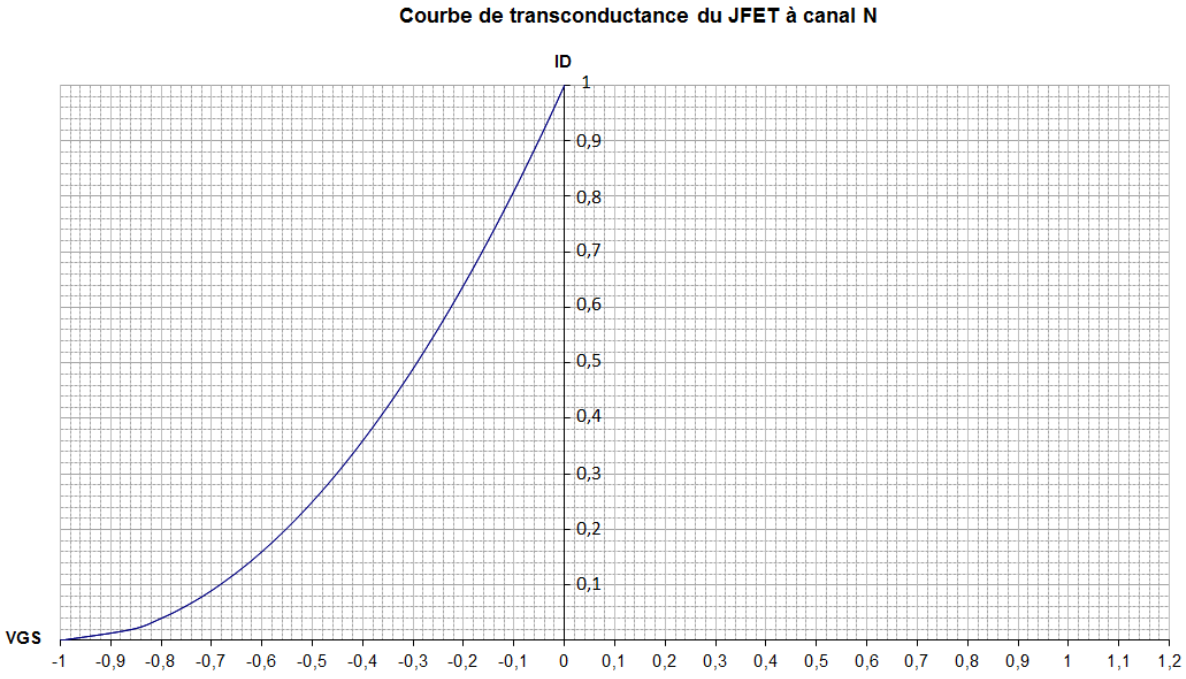
$$V_{GS} = -V_{GSoff}\left(\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} - 1\right)$$

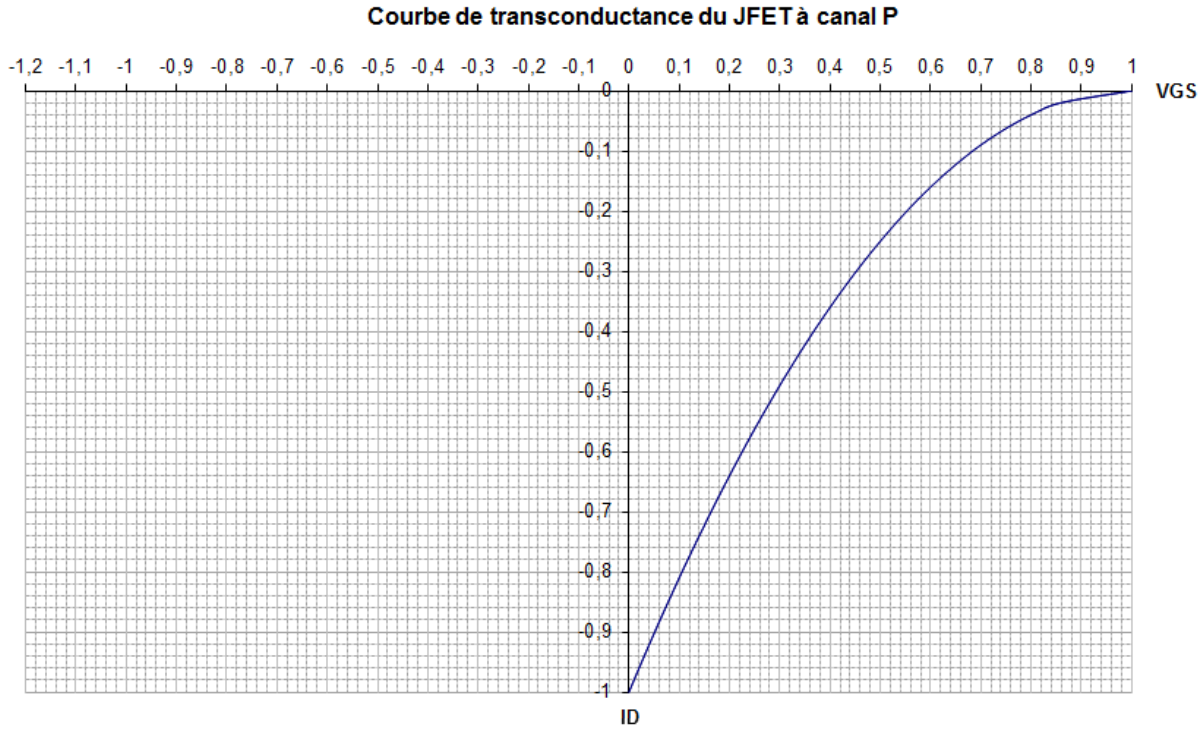
© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

9.11.2 Courbe normalisée de transconductance du JFET à canal N



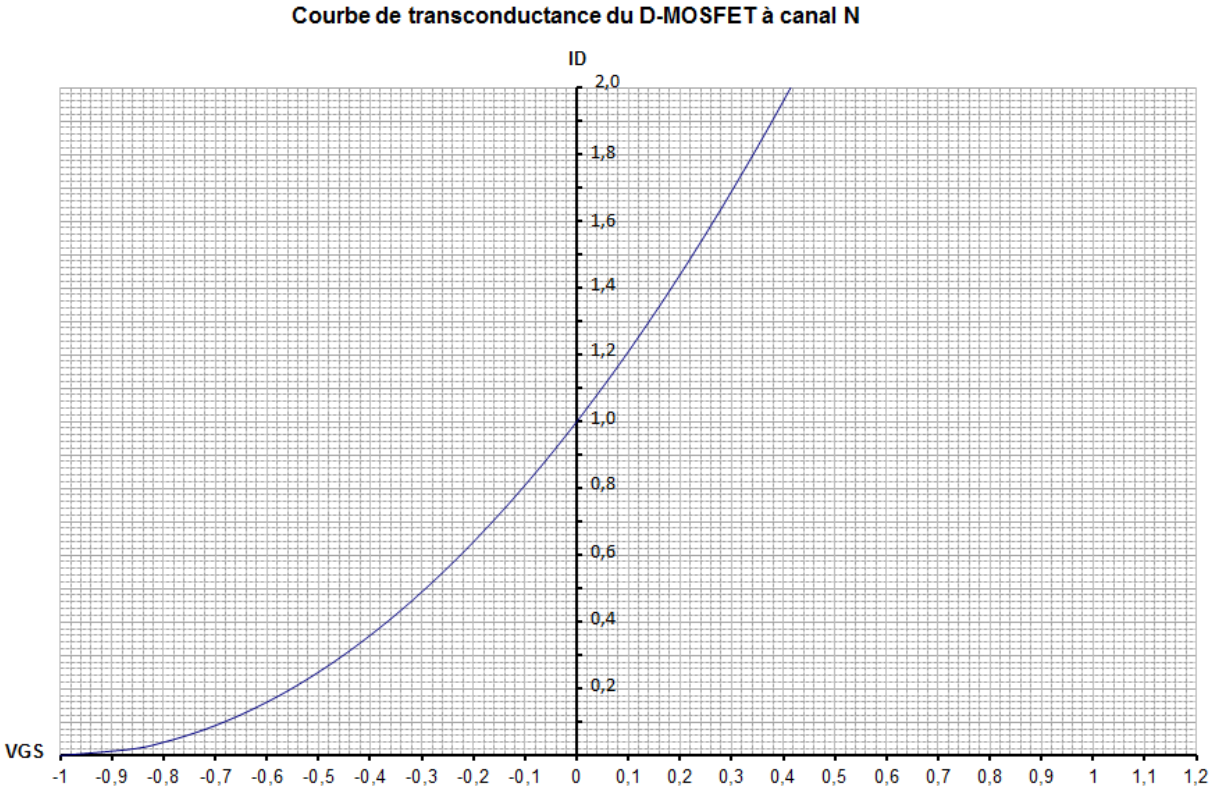
9.11.3 Courbe normalisée de transconductance du JFET avec $\pm V_{GS}$

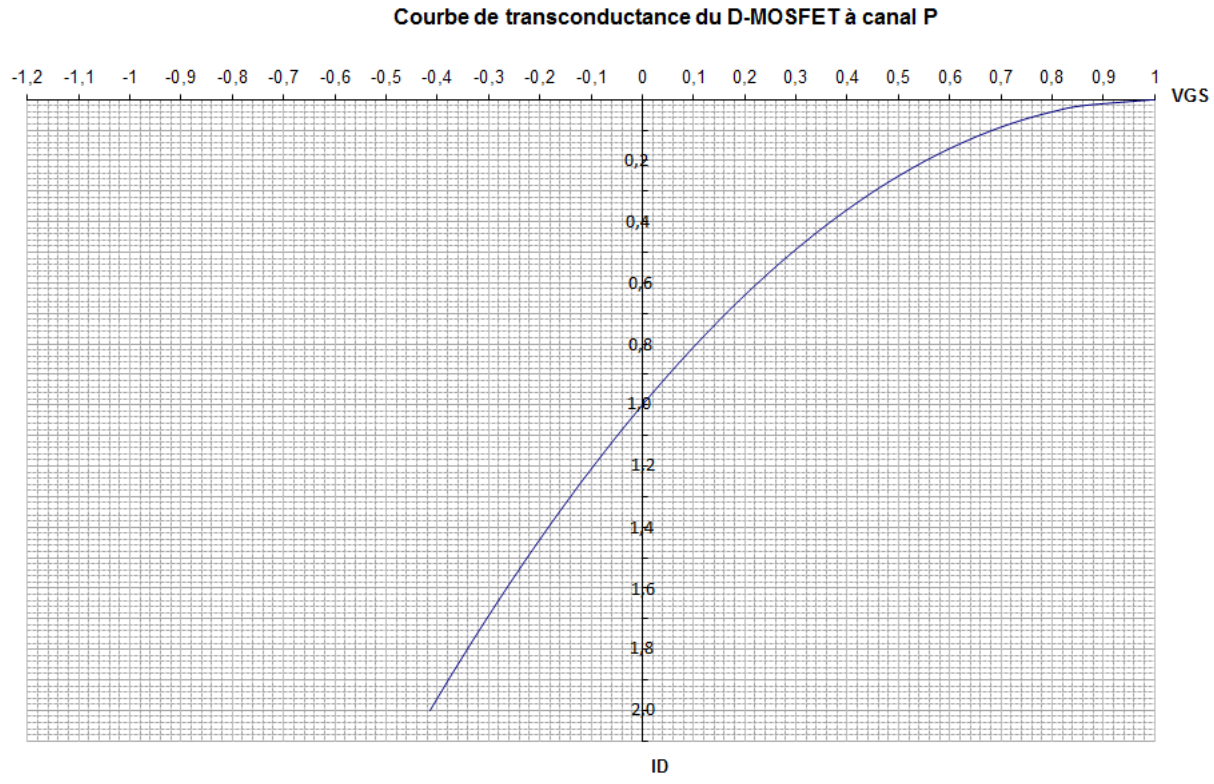




© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

9.11.4 Courbe normalisée de transconductance du D-MOSFET





9.12 Conclusion

Nous avons à présent une vue d'ensemble approfondie sur les principes fondamentaux des transistors à effet de champ (JFET, D-MOSFET et E-MOSFET). En explorant leur construction, leurs symboles et leur fonctionnement, ainsi que les circuits de polarisation associés.

Nous avons présenté les caractéristiques principales de ces transistors, étayées par des extraits pertinents des fiches techniques. Cette section du chapitre détaille les paramètres fondamentaux tels que la tension drain-source (V_{DS}), le courant drain-source (I_D), la tension grille-source (V_{GS}) et la résistance drain-source ($R_{DS(on)}$), ainsi que la caractéristique de puissance. Ces données offrent un aperçu des performances et des limites de chaque type de transistor, permettant ainsi une évaluation précise de leur pertinence pour diverses applications.

Nous avons également présenté deux méthodes de résolution pour les circuits de polarisation : la première méthode est graphique, tandis que la seconde repose sur les systèmes d'équations quadratiques. En utilisant la méthode graphique, nous avons pu visualiser les relations entre le courant I_D et la tension V_{GS} sous forme de courbes caractéristiques, mettant en évidence la courbe de transconductance et sa non-linéarité inhérente. En revanche, avec la méthode basée sur les systèmes d'équations quadratiques, nous avons utilisé des outils mathématiques pour résoudre les circuits et déterminer de manière précise le point de fonctionnement Q, caractérisé par les valeurs I_{DQ} et V_{GSQ}.

Dans le prochain chapitre, nous explorerons les applications pratiques des concepts abordés jusqu'à présent. Nous plongerons dans des exemples concrets, tels que l'utilisation de transistors à effet de champ (FET) dans des circuits d'amplification.

9.13 Exercices de révision

9.13.1 Exercices – Les FET en c.c.

Question 9.1 Déterminer le courant I_D du transistor JFET dont la tension V_{GS} = -1,5 V et qui possède les caractéristiques suivantes : I_{DSS} = 10 mA et V_{GSoff} = -5 V.

Question 9.2 Déterminer la tension V_{GS} du transistor JFET dont le courant I_D = 5 mA et qui possède les caractéristiques suivantes : I_{DSS} = 12 mA et V_{GSoff} = -3 V.

Question 9.3 Une source supplémentaire (V_{GG}) est ajustée pour que sa tension produise le courant de drain I_D désiré. Calculer V_{GS}, I_D et V_D.

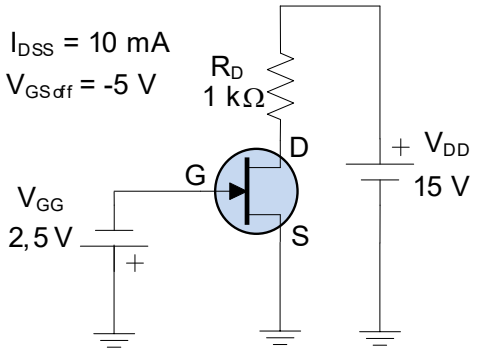


Figure 9-80

Question 9.4 À la Figure 9-80, quelle tension V_{GG} est nécessaire pour obtenir une tension V_D de 10 V ?

Question 9.5 À l'aide de la courbe de transconductance, trouver I_{DQ} et V_{GSQ} du circuit de la Figure 9-81.

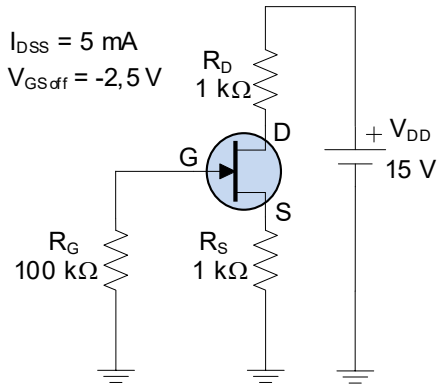
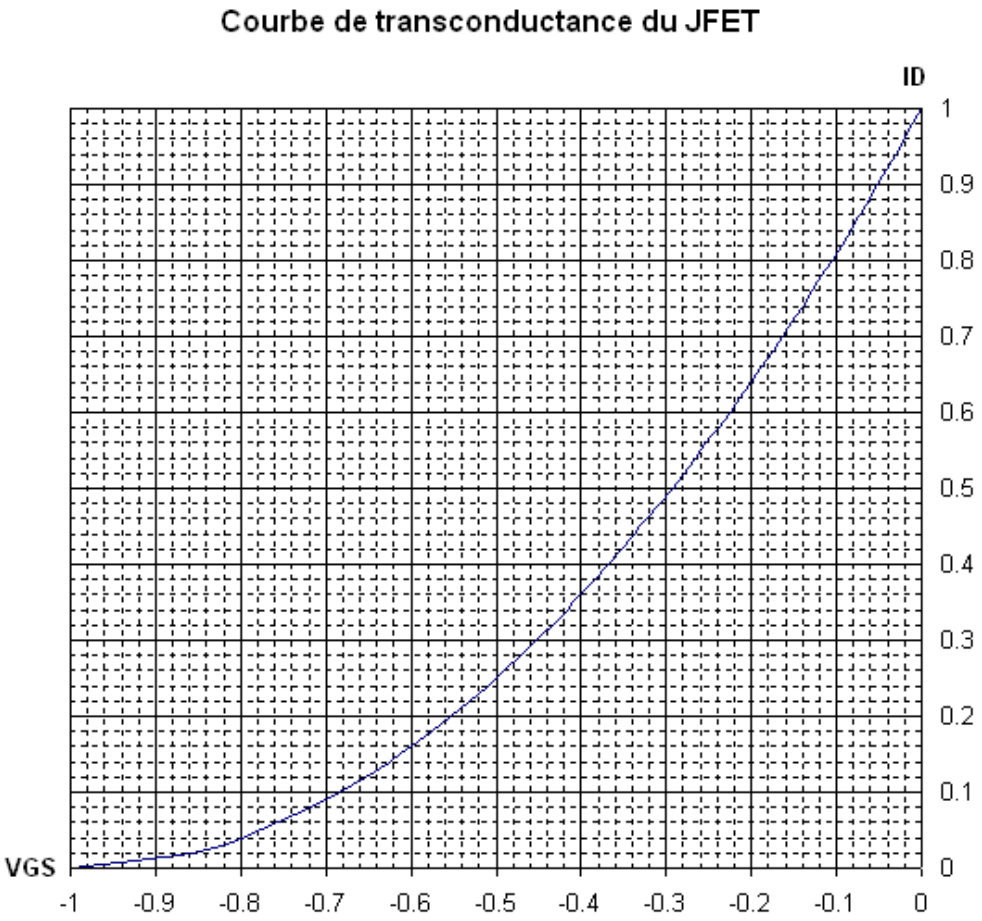


Figure 9-81



© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 9.6 À l'aide de la courbe de transconductance, trouver I_{DQ}, V_{GSQ}, V_D, V_S et V_{DS} du circuit de la Figure 9-81, en changeant la résistance R_S pour une 100 Ω.

Question 9.7 Pour le circuit de la Figure 9-81, déterminez la valeur de la résistance R_S pour obtenir un courant I_{DQ} = 2,5 mA.

Question 9.8 Déterminez le point d'opération Q du transistor JFET à canal P de la Figure 9-82.

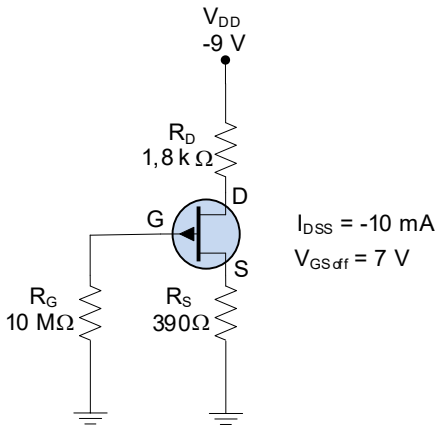


Figure 9-82

Question 9.9 Déterminez le point d'opération Q du circuit de la Figure 9-83, si la tension de la source, V_D = 5V.

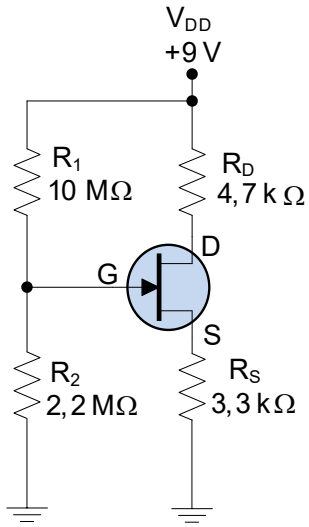


Figure 9-83

Question 9.10 Déterminez le point d'opération Q du transistor JFET de la Figure 9-84 utilisant une polarisation par diviseur de tension.

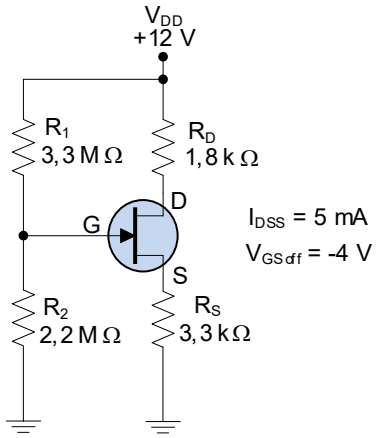


Figure 9-84

Question 9.11 Trouver V_S, V_D et V_{DS} du circuit de la Figure 9-84.

Question 9.12 À l'aide de la courbe de transconductance, trouver I_{DQ} et V_{GSQ} du circuit de la Figure 9-85. Par la suite, trouver V_D, V_S et V_{DSQ} du circuit. Dire en quel régime fonctionne le transistor.

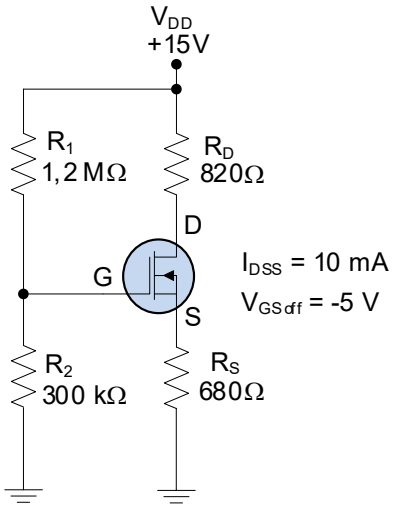


Figure 9-85

Question 9.13 Trouver I_{DQ}, V_{GSQ}, V_D, V_S et V_{DS} du circuit de la Figure 9-85 en changeant la résistance R_S pour une résistance de 220 Ω. Dire en quel régime fonctionne le transistor.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 9.14 Déterminer la tension V_{GS}, le courant I_D, et la tension V_{DS} du circuit de la Figure 9-86.

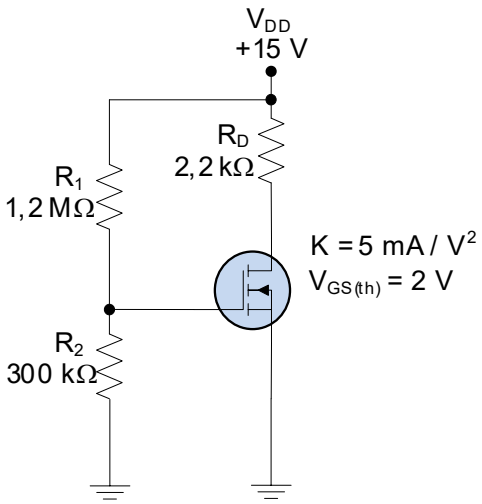


Figure 9-86

Question 9.15 Déterminer la tension V_{GS}, le courant I_D, et la tension V_{DS} du circuit de la Figure 9-87.

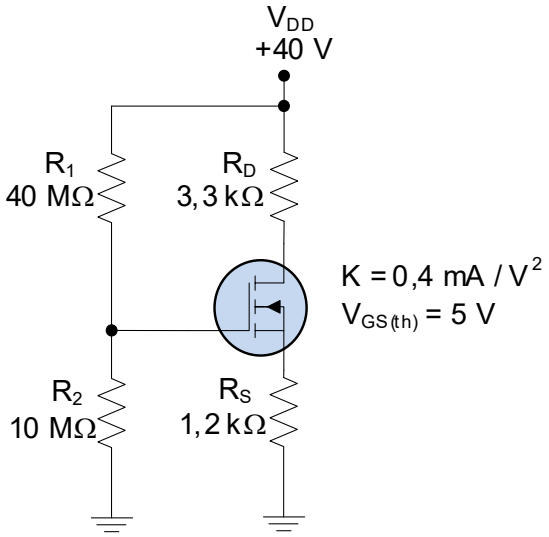


Figure 9-87

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Chapitre 10
Les transistors FET - Applications

Au chapitre précédent, nous avons étudié les caractéristiques et les méthodes de polarisation du transistor à effet de champ. Maintenant que nous avons une compréhension solide de ces concepts, explorons quelques applications pratiques de ces transistors. Le *FET* est largement utilisé dans l'amplification, notamment dans le domaine audio.

Ce chapitre vise à approfondir les modes de fonctionnement et les propriétés intrinsèques des circuits de base d'amplification utilisant les transistors à effet de champ. Nous explorerons ces concepts en adoptant la même approche que celle employée précédemment pour l'analyse des transistors bipolaires (*BJT*), mais cette fois en nous concentrant sur les transistors à effet de champ.

Tout comme le transistor *BJT*, le *FET* peut être utilisé en régime de commutation avec parfois de meilleurs avantages. Ce mode de fonctionnement est particulièrement utile dans les circuits numériques, notamment pour la conception des portes logiques. Par conséquent, nous étudierons également les concepts fondamentaux des transistors *FET* en régime de commutation, en soulignant leurs propriétés liées à cette fonction.

10.1 Introduction

Les transistors à effet de champ offrent une approche unique à l'amplification électronique, offrant une grande efficacité et une faible consommation d'énergie dans de nombreuses applications. Leur fonctionnement repose sur le contrôle du courant par un champ électrique externe, offrant ainsi des possibilités d'amplification flexibles et puissantes. Les amplificateurs utilisant des transistors à effet de champ présentent plusieurs avantages, mais aussi des inconvénients.

À l'instar des transistors bipolaires, les transistors à effet de champs permettent de réaliser des amplificateurs. Les principes de fonctionnement et les méthodes d'étude sont tout à fait comparables. Toutefois, les transistors à effet de champ, en particulier la variété *JFET*, sont avantageux par rapport aux transistors bipolaires dans plusieurs aspects. Ils génèrent moins de bruit, sont plus stables en température. De plus, leur impédance d'entrée est considérablement supérieure à celle des *BJT*, ce qui les rend préférables pour servir d'étage d'entrée dans un amplificateur à plusieurs étages.

En outre, grâce à cette impédance d'entrée élevée, les transistors à effet de champ peuvent retenir leur charge pendant des durées prolongées, les rendant ainsi utiles comme dispositifs de stockage (mémoire). Par ailleurs, les *FET* de puissance sont capables de dissiper des niveaux élevés de puissance et de commuter des courants importants.

Aussi, les *FET* nécessitent généralement moins d'énergie pour fonctionner, ce qui les rend efficaces pour les applications où la consommation d'énergie est un facteur critique. En outre, les *FET* ont une capacité intrinsèque à commuter rapidement entre les états, ce qui les rend adaptés aux applications à haute fréquence telles que les circuits de commutation et les amplificateurs de signal à haute fréquence. Enfin, les *FET* sont moins affectés par les rayonnements, comme ceux présents dans l'espace, ce qui en fait un choix privilégié pour les applications électroniques spatiales.

Plusieurs inconvénients limitent l'utilisation des *FET* dans certaines applications. Les amplificateurs à *FET* présentent généralement une réponse en fréquence médiocre à cause d'une capacité d'entrée élevée. Certains types de *FET* présentent une faible linéarité. De plus, les *FET* sont sensibles à l'électricité statique lors de la manipulation, ce qui peut endommager le composant et altérer ses performances.

De la même manière que le transistor bipolaire, le *FET* peut être utilisé comme étage d'amplification avec une caractéristique très semblable à celle du bipolaire. Tout comme il existe trois configurations de base pour l'amplificateur à un étage utilisant des transistors bipolaires, il en existe également trois pour l'amplificateur à un étage utilisant des transistors à effet de champ : source commune, drain commun et grille commune.

Dans ce chapitre, nous explorerons les circuits d'amplification exploitant les transistors *JFET* et *MOSFET*, ainsi que leur comportement en régime alternatif. La caractéristique principale des *JFET* et *MOSFET* réside dans leur impédance d'entrée remarquablement élevée, les rendant parfaitement adaptés à une multitude d'applications d'amplification. Ce chapitre se concentre exclusivement sur les amplificateurs opérant avec de faibles signaux et à basse fréquence.

En terminant, nous aborderons brièvement et de manière non exhaustive l'utilisation des transistors *FET*, notamment les *MOSFET*, dans le contexte de la commutation rapide pour diverses applications électroniques, en soulignant leurs propriétés liées à cette fonction. Cela constituera une bonne prémisse pour le lecteur qui désire approfondir ses connaissances sur les caractéristiques des *MOSFET* en régime de commutation et leur utilisation dans diverses applications pratiques.

10.2 Transistor à effet de champ en régime dynamique

Dans cette section, à l'image de ce qui a été fait pour les transistors bipolaires (*BJT*), nous étudierons les caractéristiques dynamiques des transistors à effet de champ, en insistant sur des aspects fondamentaux comme la transconductance et le circuit équivalent en régime dynamique.

10.2.1 Introduction

L'analyse en courant alternatif d'un circuit amplificateur comportant un *JFET* implique la création d'un modèle en petits signaux spécifique au *JFET*. Une partie essentielle de ce modèle consiste à reconnaître que l'application d'une tension alternative aux bornes des broches grille-source de l'entrée contrôlera l'intensité du courant du drain vers la source. Dans le chapitre précédent, nous avons vu que la tension continue entre la grille et la source détermine le niveau du courant de drain, selon ce que l'on appelle l'équation de Shockley :

$$I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2$$

Équation 10-1 Courant de drain selon la relation de William Shockley.

En régime alternatif, la variation du courant de drain qui résultera d'un changement de tension grille-source peut être déterminée en utilisant un facteur appelé *transconductance* (g_m) de la manière suivante :

$$\Delta I_D = g_m \cdot \Delta V_{GS}$$

Équation 10-2 Variation de courant du drain en régime alternatif.

10.2.2 Transconductance du JFET

La transconductance (g_m) est une mesure de la sensibilité du courant de drain à une variation de tension grille-source appliquée au JFET. Elle est définie comme le rapport du changement du courant de drain au changement de tension de grille, exprimé en Siemens (S) ou en mhos (Ω^{-1}). Le préfixe « trans » indique cette transformation de la relation courant-tension, tandis que « conductance » réfère au rapport courant-tension similaire au rapport qui définit la conductance d'une résistance, $G = 1/R = I/V$. On définit la quantité g_m comme suit :

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \qquad \text{pour un } V_{DS} \text{ constant}$$

Équation 10-3 Relation de la transconductance d'un *JFET*.

La Figure 10-1 précise la signification de g_m suivant la caractéristique de transconductance.

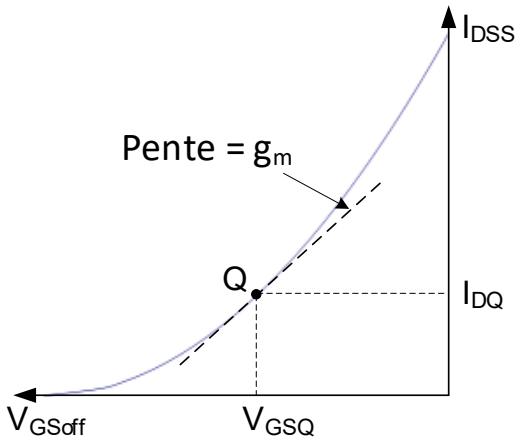


Figure 10-1 Signification graphique de g_m.

En observant la courbe caractéristique de transfert de la Figure 10-1, nous constatons que g_m correspond en réalité à la pente des caractéristiques au point de fonctionnement Q. Ainsi, pour déterminer la valeur précise de la transconductance, nous pouvons calculer la dérivée de l'Équation 10-1 associée au graphique de la Figure 10-1. On obtient le résultat suivant :

$$g_m = \left(\frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_{GSoff}}\right)\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)$$

Équation 10-4 Transconductance d'un JFET.

où ***g_m*** : est la transconductance en siemens (S).

Cette équation donne la valeur de g_m en tout point de fonctionnement de V_{GS}, I_{DSS} et V_{GSoff}. Les deux derniers paramètres sont donnés par la fiche signalétique du JFET. Sur les fiches signalétiques d'un *JFET*, on trouve généralement la valeur de g_m pour V_{GS} = 0. Cette valeur est nommée g_{m0} pour rappeler qu'elle est mesurée avec V_{GS} = 0. Parfois, g_{m0} est appelée *transconductance directe* ou *transmittance directe*, avec pour symboles respectifs g_{fs} et y_{fs} (« *f* » pour « *forward* » et « *S* » pour source commune). À titre d'exemple, la fiche technique du transistor 2N5458, nous indique une valeur typique de y_{fs} = 4000 µmhos pour V_{GS} = 0, autrement dit g_{m0} = 4000 µS.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
DYNAMIC CHARACTERISTICS						
Forward Transfer Admittance (Note 1) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1 kHz)	2N5457 2N5458	$\|Y_{fs}\|$	1000 1500	3000 4000	5000 5500	µmhos

Figure 10-2 Extrait de la fiche technique du transistor 2N5458.
« Source : *On Semiconductor* »

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Lorsque la tension V_{GS} est égale à zéro, l'Équation 10-1 peut être simplifiée comme suit :

$$g_{m0} = \left(\frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_{GSoff}}\right)$$

Équation 10-5 Transconductance d'un JFET lorsque V_{GS} = 0.

Exemple 10.1

Déterminez la transconductance du *JFET* de l'Exemple 9.4.

Solution :

$$g_m = \left(\frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_{GSoff}}\right)\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right) = \left(\frac{-2 \cdot 10\text{ mA}}{-5\text{ V}}\right)\left(1 - \frac{-2{,}5\text{ V}}{-5\text{ V}}\right) = 2\ mS$$

Exemple 10.2

Déterminez la transconductance du *JFET* de l'Exemple 9.6.

Solution :

$$g_m = \left(\frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_{GSoff}}\right)\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right) = \left(\frac{-2 \cdot 10\text{ mA}}{-5\text{ V}}\right)\left(1 - \frac{-0{,}73\text{ V}}{-5\text{ V}}\right) = 3{,}42\ mS$$

Ces deux exemples mettent en évidence que la transconductance n'est pas une valeur fixe pour un même *JFET*; elle varie en fonction du point de fonctionnement Q du circuit, c'est-à-dire en fonction de I_{DQ} et de V_{GSQ}. En d'autres termes, lorsque V_{GSQ} approche 0 V, la valeur de g_m augmente et tend vers g_{mo}. À l'inverse, lorsque V_{GSQ} approche V_{GSoff}, la valeur de g_m diminue.

Exemple 10.3

Déterminez la transconductance d'un *JFET* ayant les caractéristiques suivantes : V_{GSQ} = 0 V, V_{GSoff} = -6 V et I_{DSS} e= 12 mA

Solution :

Lorsque V_{GS} = 0 V, nous pouvons utiliser l'équation de g_{mo} :

$$g_{mo} = \left(\frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_{GSoff}}\right) = \left(\frac{-2 \cdot 12\text{ mA}}{-6\text{ V}}\right) = 4\ mS$$

10.2.3 Transconductance d'un MOSFET

La transconductance d'un *D-MOSFET* est identique à celle d'un *JFET* en raison de leur mode de fonctionnement similaire. Par conséquent, la transconductance d'un *D-MOSFET* est :

$$g_m = \left(\frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_{GSoff}}\right)\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)$$

Équation 10-6 Transconductance d'un *D-MOSFET*.

Pour le transistor *E-MOSFET*, la transconductance est différente compte tenu de la courbe caractéristique.

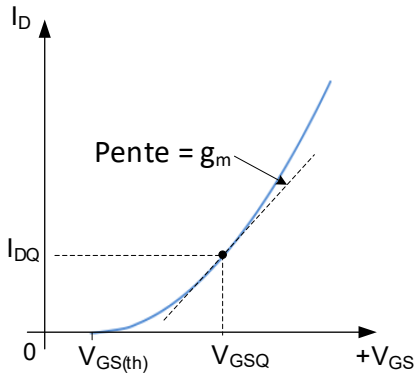


Figure 10-3 Courbe de transconductance d'un *E-MOSFET* à canal *N*.

La caractéristique est parabolique (ou quadratique). Le sommet de la parabole est au point V_{GS} = $V_{GS(th)}$. L'équation de cette parabole se ramène donc à :

$$I_D = K \cdot \left[V_{GS} - V_{GS(th)}\right]^2$$

Équation 10-7 Courant de drain dans un *E-MOSFET*.

Ainsi, pour déterminer la valeur précise de la transconductance, nous pouvons calculer la dérivée de l'Équation 10-7 associée au graphique de la Figure 10-3. On obtient le résultat suivant :

$$g_m = 2 \cdot K \cdot \left(V_{GS} - V_{GS(th)}\right)$$

Équation 10-8 Transconductance d'un *E-MOSFET*.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

10.2.4 Circuit équivalent d'un FET en régime dynamique

Le circuit équivalent complet d'un *JFET* en régime dynamique excluant les inductances de connexion est représenté à la Figure 10-4.

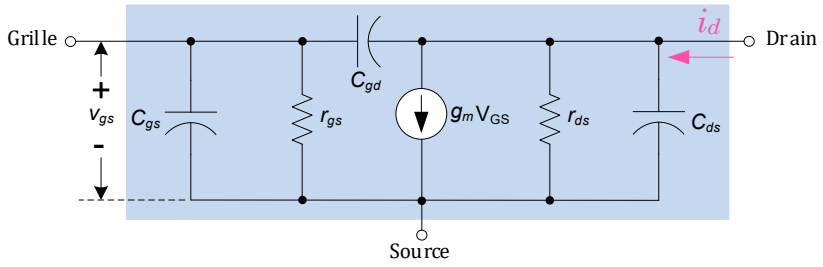
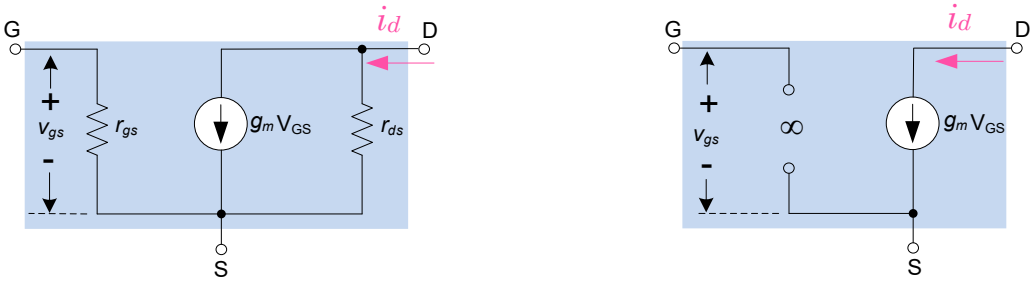


Figure 10-4 Circuit équivalent complet d'un *JFET* en courant alternatif.

Aux basses fréquences, la réactance de chaque condensateur est assez élevée pour être négligée, le circuit équivalent peut être représenté par un modèle simplifié de la Figure 10-5a. Ce circuit est appelé « *montage en π* ».



a) Modèle basse fréquence b) Modèle simplifié

Figure 10-5 Circuit équivalent idéal en π d'un *JFET* en courant alternatif.

La résistance r_{ds} est presque toujours supérieure à 10 kΩ et dépasse souvent 100 kΩ. En général les fiches techniques ne donnent pas la résistance de drain en courant alternatif, mais plutôt son inverse g_{os} (conductance de sortie) ou y_{os} (admittance de sortie). On aura :

$$r_{ds} = \frac{1}{g_{os}} \; ou \; \frac{1}{y_{os}}$$

Équation 10-9 Résistance dynamique drain-source d'un *JFET*.

À titre d'exemple, la fiche technique du transistor 2N5458, nous indique une valeur typique de y_{os} = 10 µmhos pour V_{GS} = 0, autrement dit r_{ds} = 100 kΩ.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Admittance Common Source (Note 1) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1 kHz)	$\|Y_{os}\|$	–	10	50	µmhos

Figure 10-6 Extrait de la fiche technique du transistor 2N5458.
« Source : *On Semiconductor* »

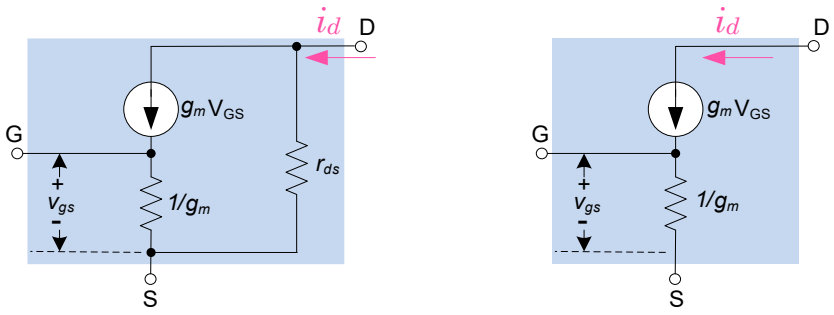
Comme la résistance r_{ds} est élevée et que la résistance r_{gs} est quasiment infinie, elles peuvent être négligées dans le modèle idéal. La Figure 10-5b représente le circuit équivalent en courant alternatif idéal pour les FET. Le signal d'entrée alternatif apparaît aux bornes de la résistance d'entrée infinie, le drain fonctionne comme une source de courant avec comme valeur :

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} \qquad \text{(Approximation idéale)}$$

Équation 10-10 Courant de drain d'un *JFET* en régime dynamique.

Cette équation énonce que le courant alternatif drain est égal au produit de la transconductance par la tension alternative grille-source.

Il existe un autre circuit équivalent en courant alternatif idéal d'un *FET*, c'est celui de la Figure 10-7. Il est communément appelé « *montage en T* ».



a) Modèle basse fréquence b) Modèle simplifié

Figure 10-7 Circuit équivalent idéal en T d'un *JFET* en courant alternatif.

Rappelons que ces modèles simplifiés en régime dynamique ne sont valables que pour des faibles signaux et à basse fréquence, où les effets non linéaires et les capacités parasites peuvent être négligés. Bien que le circuit équivalent complet d'un *MOSFET* en régime dynamique soit légèrement plus complexe, son modèle simplifié est identique à celui d'un *JFET* dans ces conditions.

10.3 Amplificateurs avec JFET

Dans cette section, nous explorerons les circuits d'amplification exploitant le *JFET* en se concentrant spécifiquement sur les configurations en source commune et en drain commun. Chacune de ces configurations sera étudiée en détail, fournissant les équations pour le gain en tension, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie. Cette étude vise à analyser le fonctionnement du transistor *JFET* en réponse à de petites variations appliquées en tant que signal d'entrée.

10.3.1 Amplificateur à source commune

La Figure 10-8 montre un amplificateur réalisé grâce à un transistor à effet de champ. Le signal d'entrée attaque la grille du *JFET*, en revanche le signal de sortie est récupéré au drain. Dans ce cas, on parle d'amplificateur à *source à la masse* ou à *source commune*.

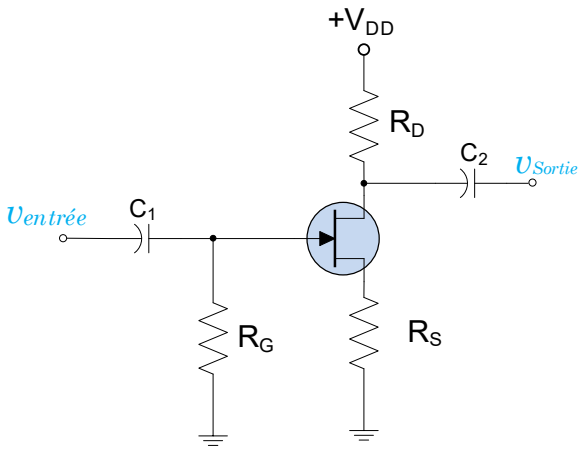


Figure 10-8 Le *JFET* utilisé comme amplificateur.

Analyse dynamique

Passons maintenant à l'analyse dynamique. Nous ferons appel au circuit équivalent en régime alternatif de la Figure 10-9.

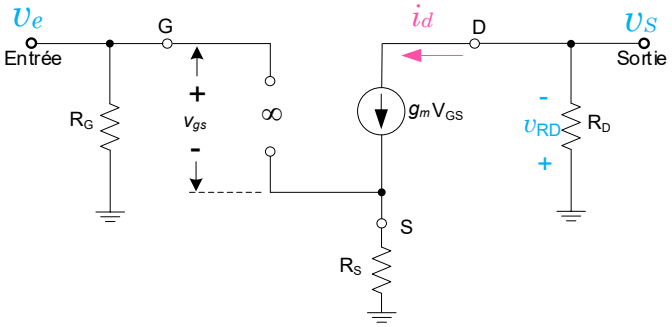


Figure 10-9 Circuit équivalent en régime dynamique de l'amplificateur à source commune.

Puisque le signal d'entrée est appliqué entre la grille et le point commun, le signal d'entrée v_e apparait aux bornes de la grille et de la source V_{GS} et R_S, nous pouvons écrire :

$$v_e = v_{GS} + v_{RS}$$

Équation 10-11

Par la loi d'Ohm,

$$v_e = v_{GS} + i_d \cdot R_S$$

Le courant de l'émetteur i_d est

$$i_d = g_m \cdot v_{GS}$$

Alors,

$$v_e = v_{GS} + (g_m \cdot v_{GS} \cdot R_S)$$

Par mise en évidence, nous obtenons,

$$v_e = v_{GS} \cdot (1 + g_m \cdot R_S)$$

La tension de sortie a pour expression :

$$v_s = -v_{RD}$$

Équation 10-12

or

$$v_s = -i_d \cdot R_D = -(g_m \cdot v_{GS}) \cdot R_D$$

Équation 10-13

Le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{v_s}{v_e}$$

Équation 10-14

Par substitution, nous obtenons,

$$A_V = \frac{-g_m \cdot v_{GS} \cdot R_D}{v_{GS} \cdot (1 + g_m \cdot R_S)}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Le gain en tension d'un tel amplificateur se calcule ainsi :

$$\boxed{A_V = \frac{-g_m \cdot R_D}{(1 + g_m \cdot R_S)} = \frac{-R_D}{\left(R_S + \frac{1}{g_m}\right)}}$$

Équation 10-15 Gain de l'amplificateur à source commune.

Où r_D et r_S sont les résistances équivalentes en régime dynamique, c'est-à-dire en courant alternatif. Le signe (-) signifie que le signal de sortie est déphasé de 180° par rapport au signal d'entrée.

L'impédance d'entrée est :

$$\boxed{Z_{entrée} = R_G}$$

Équation 10-16 Impédance d'entrée de l'amplificateur à source commune.

Tandis que l'impédance de sortie est :

$$\boxed{Z_{sortie} = R_D}$$

Équation 10-17 Impédance de sortie de l'amplificateur à source commune.

Il est à noter que l'amplificateur réalisé grâce à un transistor à effet de champ n'offre pas un gain en tension aussi important qu'un transistor bipolaire. Un transistor à effet de champ fonctionne avec un courant de grille pratiquement nul, ce qui lui confère une impédance d'entrée extrêmement élevée, souvent dans les mégohms. Cette caractéristique est particulièrement avantageuse dans des applications où il est essentiel de minimiser la charge sur les signaux d'entrée. Par exemple, l'entrée d'un oscilloscope utilisant un transistor à effet de champ peut atteindre une impédance d'entrée de 1 MΩ, permettant une mesure précise des signaux sans les altérer, ce qui est crucial pour obtenir des résultats fiables dans des applications de test et de mesure.

Dans un amplificateur à source commune, le gain en tension est souvent limité par la résistance R_S. Cependant, il est possible d'augmenter le gain en tension du circuit la Figure 10-8. Pour ce faire, il faut brancher un condensateur de découplage aux bornes de la résistance R_S. La Figure 10-10 montre un amplificateur réalisé à l'aide d'un *JFET* avec un condensateur de découplage.

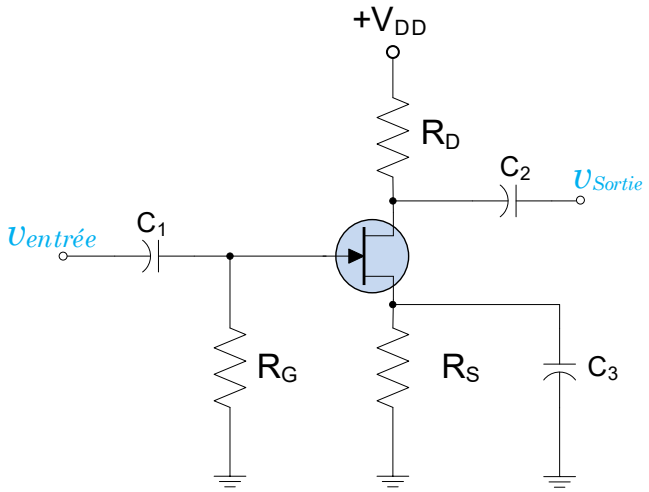


Figure 10-10 Le *JFET* utilisé comme amplificateur avec condensateur de découplage.

Le circuit équivalent en régime alternatif est représenté à la Figure 10-11.

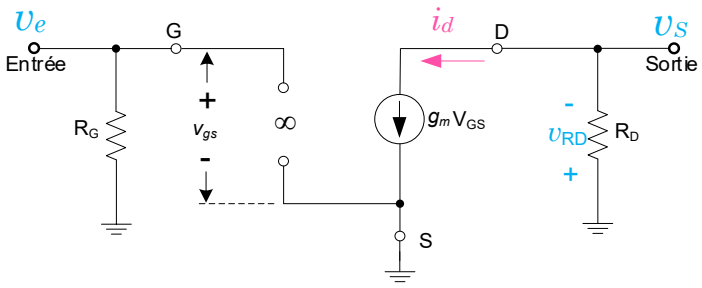


Figure 10-11 Circuit équivalent en régime dynamique de l'amplificateur avec condensateur de découplage.

Le condensateur de découplage a pour effet de modifier l'équation de la tension d'entrée,

$$v_e = v_{GS}$$

Équation 10-18

L'équation de la tension de sortie reste la même,

$$v_s = -i_d \cdot R_D = -(g_m \cdot v_{GS}) \cdot R_D$$

Équation 10-19

Par substitution, nous obtenons,

$$A_V = \frac{v_s}{v_e} = \frac{-g_m \cdot v_{GS} \cdot R_D}{v_{GS}}$$

Par conséquent, le gain en tension d'un tel amplificateur se calcule ainsi :

$$\boxed{A_V = -g_m \cdot R_D}$$

Équation 10-20 Gain de l'amplificateur à source commune avec condensateur de découplage.

Rien ne change pour les équations des impédances d'entrée et de sortie.

$$\boxed{Z_{entrée} = R_G}$$

Équation 10-21 Impédance d'entrée de l'amplificateur à source commune avec condensateur de découplage.

$$\boxed{Z_{sortie} = R_D}$$

Équation 10-22 Impédance de sortie de l'amplificateur à source commune avec condensateur de découplage.

Exemple 10.4

Déterminer le gain en tension, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie du circuit de la Figure 10-12.

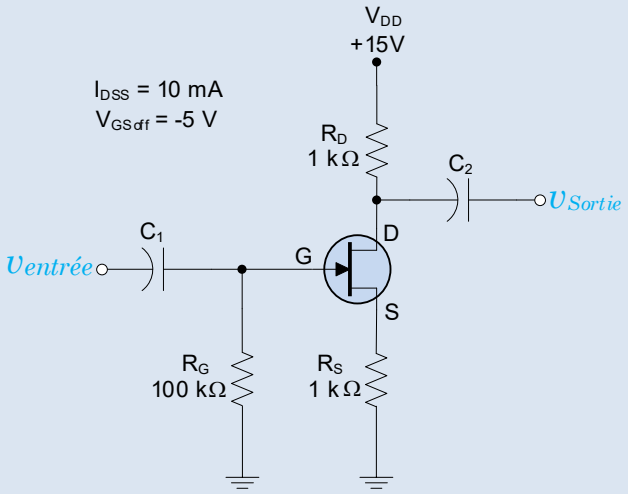


Figure 10-12 Amplificateur à source commune.

Solution :

Avant de procéder à l'analyse dynamique, il est nécessaire de réaliser une analyse statique. Cela implique de trouver la tension V_{GS} afin de déterminer la transconductance g_m. À la suite de l'analyse statique, on trouve V_{GS} = -2,5 V.

La transconductance est :

$$g_m = \left(\frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_{GSoff}}\right)\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right) = \left(\frac{-2 \cdot 10\ \text{mA}}{-5\ \text{V}}\right)\left(1 - \frac{-2{,}5\ \text{V}}{-5\ \text{V}}\right) = 2\ mS$$

Le gain en tension de l'amplificateur est :

$$A_V = \frac{-R_D}{\left(R_S + \frac{1}{g_m}\right)} = \frac{-1\ k\Omega}{\left(1\ k\Omega + \frac{1}{2\ \text{mS}}\right)} = -0{,}666$$

L'impédance d'entrée est : $Z_{entrée} = R_G = 100\ k\Omega$

L'impédance de sortie est : $Z_{sortie} = R_D = 1\ k\Omega$

10.3.2 Amplificateur à drain commun ou suiveur

La Figure 10-13 montre un amplificateur réalisé grâce à un transistor à effet de champ. Le signal d'entrée attaque la grille du *JFET*, en revanche le signal de sortie est récupéré à la source. Dans ce cas, on parle d'amplificateur à *drain à la masse* ou à *drain commun*.

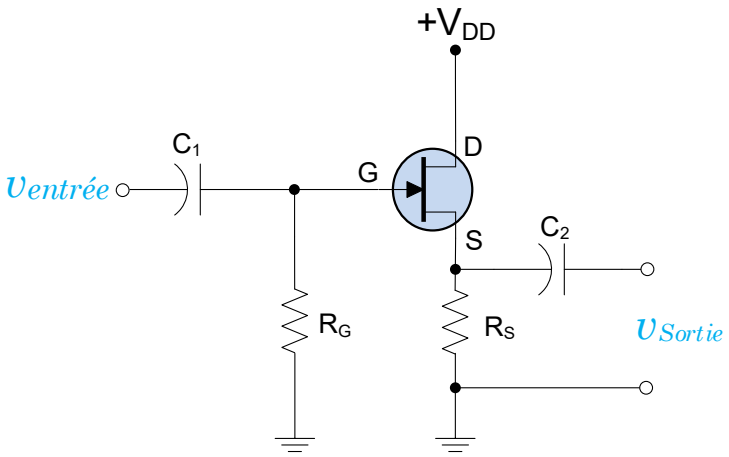


Figure 10-13 Amplificateur à drain commun.

Analyse dynamique

Passons maintenant à l'analyse dynamique. Nous ferons appel au circuit équivalent en régime alternatif de la Figure 10-14.

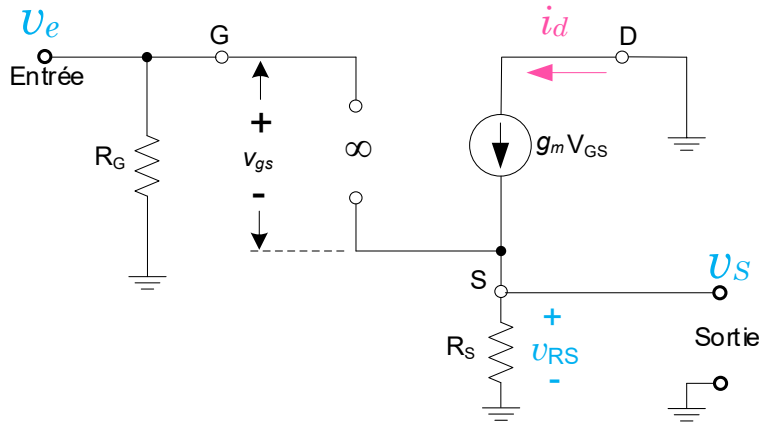


Figure 10-14 Circuit équivalent en régime dynamique de l'amplificateur à drain commun.

Dans ce montage, on retrouve la tension d'entrée aux bornes des mêmes éléments que pour le circuit de l'amplificateur à source commune. Nous pouvons donc écrire :

$$v_e = v_{GS} \cdot (1 + g_m \cdot R_S)$$

Équation 10-23

La tension de sortie a pour expression :

$$v_s = v_{RS}$$

Équation 10-24

or

$$v_s = i_d \cdot R_S = g_m \cdot v_{GS} \cdot R_S$$

Équation 10-25

Le gain en tension de l'amplificateur est donné par :

$$A_V = \frac{v_s}{v_e}$$

Par conséquent,

$$A_V = \frac{g_m \cdot v_{GS} \cdot R_S}{v_{GS} \cdot (1 + g_m \cdot R_S)} = \frac{g_m \cdot R_S}{(1 + g_m \cdot R_S)}$$

Le gain en tension d'un tel amplificateur se calcule ainsi :

$$\boxed{A_V = \frac{R_S}{\left(R_S + \frac{1}{g_m}\right)}}$$

Équation 10-26 Gain de l'amplificateur à drain commun.

Pour le calcul des impédances, nous optons pour l'utilisation du circuit équivalent redessiné.

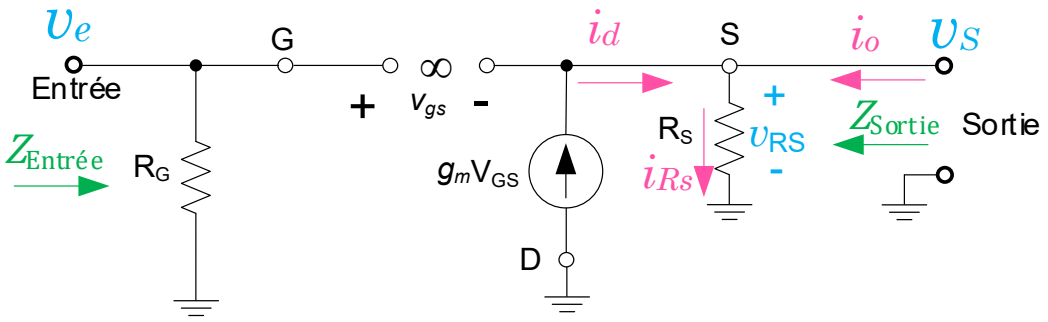


Figure 10-15 Circuit équivalent en régime dynamique de l'amplificateur à drain commun avec modèle en T.

L'impédance d'entrée est :

$$\boxed{Z_{entrée} = R_G}$$

Équation 10-27 Impédance d'entrée de l'amplificateur à drain commun.

Pour l'impédance de sortie, appliquons la loi des courants de Kirchhoff au nœud « *S* » du circuit équivalent de la Figure 10-15,

$$i_d + i_o = i_{RS}$$

Équation 10-28

Développons,

$$g_m \cdot v_{GS} + i_o = \frac{v_{RS}}{R_S} = \frac{v_S}{R_S}$$

$$i_o = \frac{v_S}{R_S} - g_m \cdot v_{GS}$$

Mais,

$$v_{GS} = -v_S$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Alors,

$$i_o = \frac{v_S}{R_S} + g_m \cdot v_S = v_S\left(\frac{1}{R_S} + g_m\right)$$

L'impédance de sortie peut être définie par le quotient suivant :

$$Z_{sortie} = \frac{v_S}{i_o}$$

Par substitutions,

$$Z_{sortie} = \frac{v_S}{v_S\left(\frac{1}{R_S} + g_m\right)} = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_S} + g_m\right)} = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{1/g_m}\right)}$$

On constate que l'impédance de sortie est donnée par la résistance R_S en parallèle avec $1/g_m$:

$$\boxed{Z_{sortie} = R_S \parallel (1/g_m)}$$

Équation 10-29 Impédance de sortie de l'amplificateur à drain commun.

Exemple 10.5

Déterminer le gain en tension, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie du circuit de la Figure 10-16.

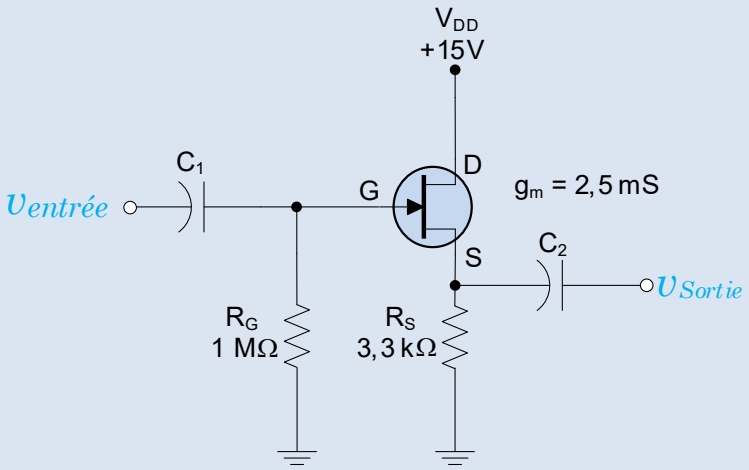


Figure 10-16 Amplificateur à drain commun.

Solution :

Le gain en tension de l'amplificateur est :

$$A_V = \frac{R_S}{\left(R_S + \frac{1}{g_m}\right)} = \frac{3{,}3\ k\Omega}{\left(3{,}3\ k\Omega + \frac{1}{2{,}5\ \text{mS}}\right)} = 0{,}892$$

L'impédance d'entrée est :

$$Z_{entrée} = R_G = 1\ M\Omega$$

L'impédance de sortie est :

$$Z_{sortie} = R_S \parallel (1/g_m) = 3{,}3\ k\Omega \parallel (1/2{,}5\ \text{mS}) = 3{,}3\ k\Omega \parallel 400\ \Omega = 356{,}76\ \Omega$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

10.4 Amplificateurs avec MOSFET

Pour continuer l'étude des transistors à effet de champ, cette section vise à analyser le fonctionnement du transistor *MOSFET* en réponse à de petites variations appliquées en tant que signal d'entrée, en se concentrant spécifiquement sur les configurations en source commune et en drain commun. Nous explorerons en détail les caractéristiques de ces deux montages fondamentaux, en fournissant des expressions pour le gain en tension, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie dans chacune d'elles.

10.4.1 Amplificateur à source commune avec D-MOSFET à canal *N*

Il existe beaucoup d'analogies entre les montages amplificateurs réalisés soit avec des *JFET* soit avec des *D-MOSFET*. Le montage source avec *D-MOSFET* commune se comporte comme le montage à source avec *JFET*. La Figure 10-17 illustre un amplificateur à source commune réalisé avec un *D-MOSFET* à canal *N*.

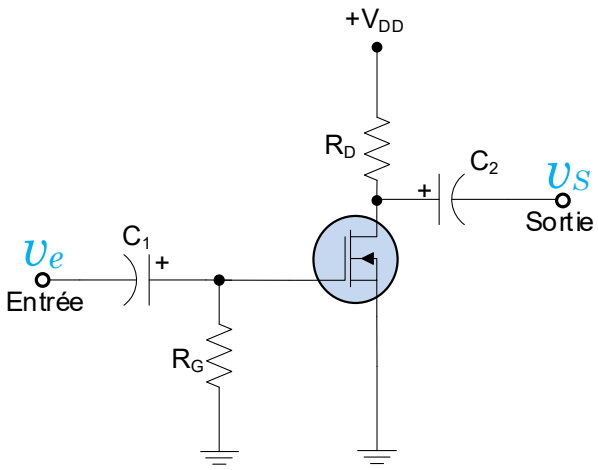


Figure 10-17 Amplificateur à source commune utilisant un *D-MOSFET* à canal *N*.

Par ailleurs, les deux dispositifs présenteront une analyse dynamique similaire en raison de leur fonctionnement basé sur la courbe de transconductance similaire. La distinction se fera davantage en régime statique. Il convient de noter que le *D-MOSFET* peut fonctionner dans deux modes : appauvri et enrichi, ce qui peut entraîner des variations dans son comportement en régime dynamique par rapport au *JFET*.

Les équations qui régissent le régime dynamique de ce montage sont les suivantes :

$$g_m = \left(\frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_{GSoff}}\right)\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)$$

Équation 10-30 Transconductance d'un *D-MOSFET*.

$$A_V = -g_m \cdot r_D$$

Équation 10-31 Gain en tension de l'amplificateur.

$$Z_{entrée} = R_G$$

Équation 10-32 Impédance d'entrée de l'amplificateur.

$$Z_{sortie} = R_D$$

Équation 10-33 Impédance de sortie de l'amplificateur.

Exemple 10.6

Déterminer le gain en tension A_V, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie du circuit de la Figure 10-18.

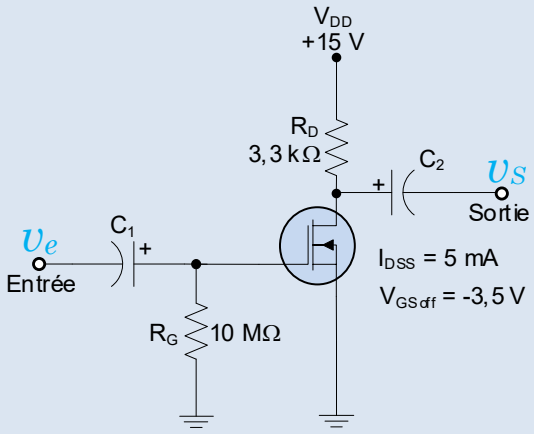


Figure 10-18 Exemple d'un amplificateur à source commune à l'aide d'un *D-MOSFET* à canal *N*.

Solution :

$V_G = 0\ V$ et $V_S = 0\ V$ donc $V_{GS} = 0\ V$

$\mathrm{I_D} = \mathrm{I_{DSS}} = 5\ \mathrm{mA}$

$$g_m = \left(\frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_{GSoff}}\right)\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right) = \left(\frac{-2 \cdot 5\ mA}{-3{,}5\ V}\right)\left(1 - \frac{0\ V}{-3{,}5\ V}\right) = 2{,}86\ mS$$

$$A_V = -g_m \cdot r_D = -2{,}86\ mS \cdot 3{,}3\ k\Omega = -9{,}43$$

$$Z_{entrée} = R_G = 10\ M\Omega$$

$$Z_{sortie} = R_D = 3{,}3\ k\Omega$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

10.4.2 Amplificateur à source commune avec E-MOSFET à canal *N*

La Figure 10-19 illustre un amplificateur à source commune réalisé avec un *E-MOSFET* à canal *N*. La polarisation du transistor réalisé par un diviseur de tension.

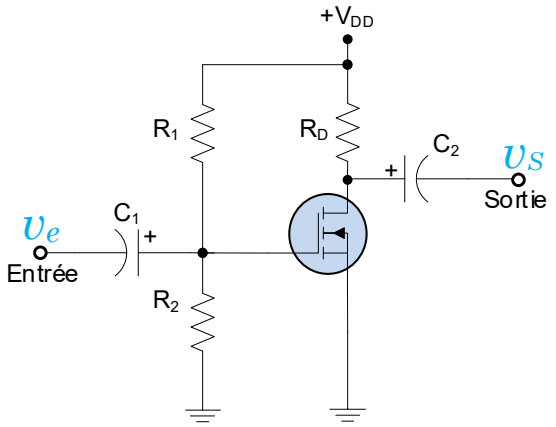


Figure 10-19 Amplificateur à source commune utilisant un *E-MOSFET* à canal *N*.

Les équations qui régissent le régime dynamique de ce montage sont les suivantes :

$$g_m = 2 \cdot K \cdot \left(V_{GS} - V_{GS(th)}\right)$$

Équation 10-34 Transconductance d'un E-MOSFET.

$$A_V = -g_m \cdot r_D$$

Équation 10-35 Gain en tension de l'amplificateur.

$$Z_{entrée} = R_1 \parallel R_2$$

Équation 10-36 Impédance d'entrée de l'amplificateur.

$$Z_{sortie} = R_D$$

Équation 10-37 Impédance de sortie de l'amplificateur.

Rappelons qu'en régime statique, les équations de ce montage sont les suivantes :

$$I_D = K \cdot \left[V_{GS} - V_{GS(th)}\right]^2$$

Équation 10-38 Courant de drain du *E-MOSFET*.

$$V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$$

Équation 10-39 Tension à la grille du *E-MOSFET* de l'amplificateur.

$$V_{GS} = -V_G$$

Équation 10-40 Tension à la grille-source du *E-MOSFET*.

$$V_{DS} = V_D - V_S = (V_{DD} - I_D \cdot R_D) - V_S$$

Équation 10-41 Tension à la drain-source du *E-MOSFET*.

Exemple 10.7

Déterminer le gain en tension A_V, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie du circuit de la Figure 10-20.

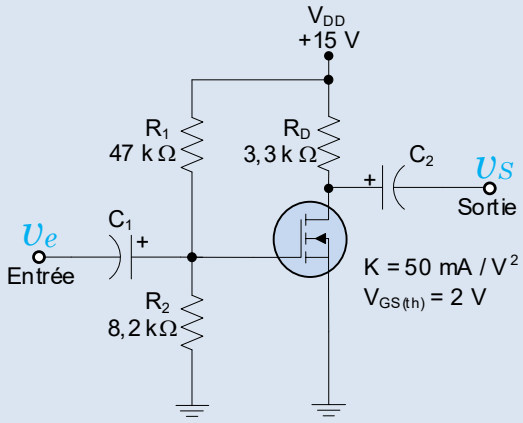


Figure 10-20 Exemple d'un amplificateur à source commune à l'aide d'un *E-MOSFET* à canal *N*.

Solution :

$$V_{GS} = V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) = 15V \cdot \left(\frac{8{,}2k\Omega}{47\ k\Omega + 8{,}2\ k\Omega}\right) = 2{,}23\ V$$

$$\mathrm{I_D} = \mathrm{K} \cdot \left[\mathrm{V_{GS}} - V_{GS(th)}\right]^2 = 50\ \mathrm{mA/V^2} \cdot [2{,}23\ \mathrm{V} - 2\ \mathrm{V}]^2 = 2{,}65\ \mathrm{mA}$$

$$g_m = 2 \cdot K \cdot \left(V_{GS} - V_{GS(th)}\right) = 2 \cdot 50\ \mathrm{mA/V^2} \cdot (2{,}23\ V - 2\ V) = 23\ mS$$

$$A_V = -g_m \cdot r_D = -23\ mS \cdot 3{,}3\ k\Omega = -75{,}9$$

$$Z_{entrée} = R_1 \parallel R_2 = 47\ k\Omega \parallel 8{,}2\ k\Omega = 6{,}98\ k\Omega$$

$$Z_{sortie} = R_D = 3{,}3\ k\Omega$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 10.8

Pour le circuit de la Figure 10-20, déterminer V_{GS}, V_{DS} et v_{sortie} efficace si le *E-MOSFET* a les caractéristiques suivantes : $I_{D(ON)}$ = 25 mA pour un V_{GS} = 5 V, $V_{GS(th)}$ = 1,5V et un g_m = 10 m*S*. La tension $v_{entrée}$ = 25 mV efficace.

Solution :

$$V_{GS} = V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right) = 15V \cdot \left(\frac{8{,}2\ k\Omega}{47\ k\Omega+8{,}2\ k\Omega}\right) = +2{,}23\ V$$

Pour V_{GS} = 5 V,

$$K = \frac{I_{D(on)}}{\left[V_{GS(on)}-V_{GS(th)}\right]^2} = \frac{25\ mA}{[5\ V-1{,}5\ V]^2} = 2{,}04\ mA/V^2$$

Donc,

$$\mathrm{I_D} = \mathrm{K} \cdot \left[\mathrm{V_{GS}} - V_{GS(th)}\right]^2 = 2{,}04\ \mathrm{mA/V^2} \cdot [2{,}23\ \mathrm{V} - 1{,}5\ \mathrm{V}]^2 = 1\ \mathrm{mA}$$

$$V_{DS} = V_D = V_{DD} - (I_D \cdot \mathrm{R_D}) = 15\mathrm{V} - 1\ \mathrm{mA} \cdot 3{,}3\ \mathrm{k\Omega} = 11{,}41\ \mathrm{V}$$

$$g_m = 10\ mS$$

$$A_V = -g_m \cdot r_D = -10\ mS \cdot 3{,}3\ k\Omega = -33$$

$$v_{sortie} = v_{entrée} \cdot A_V = 25\ mV_{eff} \cdot -33 = -825\ mV_{eff}$$

(négatif donc déphasage de 180°)

10.4.3 Amplificateur à source commune et R_S avec E-MOSFET à canal *N*

La Figure 10-21 illustre un amplificateur à source commune avec une résistance à la source réalisé avec un *E-MOSFET* à canal *N*. La polarisation du transistor réalisé par un diviseur de tension.

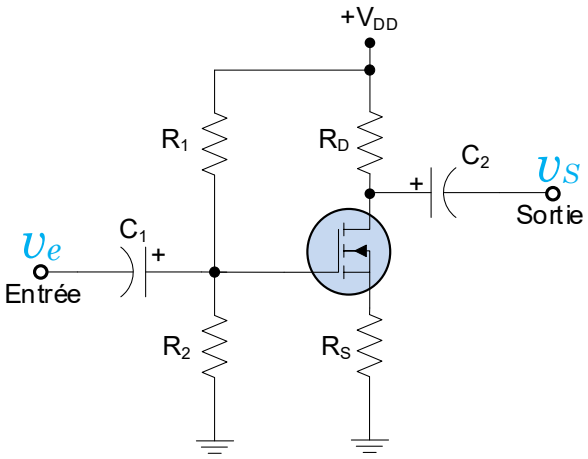


Figure 10-21 Amplificateur à source commune avec R_S utilisant un *E-MOSFET* à canal *N*.

Exemple 10.9

Déterminer le gain en tension A_V, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie du circuit de la Figure 10-22.

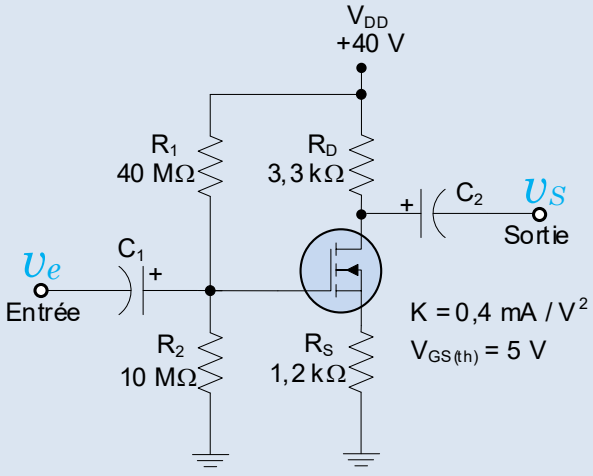


Figure 10-22 Amplificateur à source commune et R_S avec un *E-MOSFET* à canal *N*.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Solution :

Analyse statique

$$V_G = V_{DD} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right) = 40\ V \cdot \left(\frac{10\ M\Omega}{40\ M\Omega + 10\ M\Omega}\right) = 8\ V$$

Pour plus de précisions, nous utilisons la formule quadratique, donc, on calcule les coefficients a, b et c,

$$a = K = 0{,}4\ \mathrm{m}A/V^2 = 400\ x\ 10^{-6} A/V^2$$

$$b = \left(\frac{1}{R_S} - 2 \cdot K \cdot V_{GS(th)}\right) = \left(\frac{1}{1200\ \Omega} - 2 \cdot 400x10^{-6} A/V^2 \cdot 5\ V\right) = -3{,}167x10^{-3}$$

$$c = \left(K \cdot V_{GS(th)}{}^2 - \frac{V_G}{R_S}\right) = \left(400x10^{-6} A/V^2 \cdot 5\ V^2 - \frac{8{,}00\ V}{1200\ \Omega}\right) = 3{,}33x10^{-3}$$

On évalue les deux solutions,

$$x_1 = \frac{-b+\sqrt{b^2-4ac}}{2a} = \frac{-(-33{,}33x10^{-3})+\sqrt{(-3{,}33x10^{-3})^2-4\cdot 400x10^{-3}\cdot 3{,}167x10^{-3}}}{2\cdot 400x10^{-6}} = 6{,}67\ V$$

$$x_2 = \frac{-b-\sqrt{b^2-4ac}}{2a} = \frac{-(-33{,}33x10^{-3})-\sqrt{(-3{,}33x10^{-3})^2-4\cdot 400x10^{-3}\cdot 3{,}167x10^{-3}}}{2\cdot 400x10^{-6}} = 1{,}25\ V$$

Étant donné que le transistor *E-MOSFET* doit fonctionner lorsque la valeur de V_{GS} est supérieure à la tension de seuil, $V_{GS(th)}$, on retiendra la valeur de x_1 pour le V_{GS}.

$$V_{GS} = 6{,}67\ V$$

Donc, le courant de drain vaut,

$$I_D = K \cdot \left[V_{GS} - V_{GS(th)}\right]^2 = 400\ \mu A/V^2 \cdot [6{,}67\ V - 5\ V]^2 = 1{,}11\ mA$$

Analyse dynamique

$$g_m = 2 \cdot K \cdot \left(V_{GS} - V_{GS(th)}\right) = 2 \cdot 400\ \mu A/\mathrm{V}^2 \cdot (6{,}67\ V - 5\ V) = 1{,}33\ mS$$

$$A_V = \frac{-R_D}{\left(R_S + \frac{1}{g_m}\right)} = \frac{-3{,}3\ k\Omega}{\left(1{,}2\ k\Omega + \frac{1}{1{,}33\ \mathrm{mS}}\right)} = -1{,}69$$

$$Z_{entrée} = R_1 \parallel R_2 = 40\ M\Omega \parallel 10\ M\Omega = 8\ M\Omega$$

$$Z_{sortie} = R_D = 3{,}3\ k\Omega$$

10.5 MOSFET en régime de commutation

Dans cette section, nous fournirons une introduction sur le fonctionnement des *MOSFET* en commutation. Cependant, il convient de noter que cette présentation ne sera pas exhaustive, car le domaine d'application des *MOSFET* en commutation est extrêmement vaste et dépasse les objectifs spécifiques de ce document.

10.5.1 Introduction

À l'instar des transistors *BJT*, les *MOSFET* peuvent également être utilisés en régime de commutation. Leur capacité à contrôler le courant entre le drain et la source en fonction de la tension appliquée à la grille en fait des éléments essentiels dans de nombreuses applications, telles que les alimentations à découpage, les convertisseurs de puissance, les circuits de commutation haute vitesse, les contrôleurs de moteurs et les circuits intégrés.

Dans le domaine des applications de commutation, les *E-MOSFET* sont largement préférés en raison de leur aptitude à offrir un contrôle précis et efficace sur le flux de courant entre le drain et la source. Ils nécessitent l'application d'une tension positive à la grille pour activer la conduction du courant, ce qui les rend particulièrement adaptés pour gérer les transitions rapides et les variations de courant, assurant ainsi un fonctionnement des systèmes électroniques.

Par ailleurs, les *E-MOSFET* sont couramment employés dans les circuits numériques, les circuits intégrés et les applications de commutation haute fréquence, en raison de leur rapide vitesse de commutation et de leur faible consommation d'énergie en mode de blocage. Ceci est dû à leur construction et à leur mode de fonctionnement qui minimisent les pertes d'énergie et améliorent l'efficacité globale des systèmes électroniques.

Les *CMOS* (« *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor* »), qui utilisent des paires de *E-MOSFET* (un *NMOS* et un *PMOS*), sont également omniprésents dans les circuits numériques et intégrés. Ils sont connus pour leur faible consommation d'énergie et leur capacité à maintenir un état stable en raison de leur architecture complémentaire.

Pour ces raisons, nous étudierons de près les avantages distinctifs des *E-MOSFET* pour la commutation, en mettant en lumière des caractéristiques fondamentales telles que leur faible résistance à l'état passant ($R_{DS(on)}$), leurs temps de réponse aux signaux de commande, ainsi que leur capacité à résister au phénomène d'avalanche, qui fera l'objet d'une explication détaillée.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

10.5.2 Fonctionnement du E-MOSFET en commutation

Les *E-MOSFET* en commutation fonctionnent en alternant entre deux états distincts : la région de blocage et la région de saturation, comme défini dans l'étude du principe de fonctionnement du *E-MOSFET* à enrichissement (chapitre 9, section 9.8.3).

En mode de commutation, le *MOSFET* passe rapidement entre deux états: conducteur et bloqué :

1. **État de blocage (OFF)** : Lorsque la tension appliquée à la grille est inférieure à la tension de seuil, le *E-MOSFET* est en état de blocage, et seulement une petite quantité de courant de fuite traverse le dispositif, ce qui le rend idéal pour couper le courant dans un circuit.

2. **État conducteur (ON)** : Lorsque la tension de grille dépasse la tension de seuil, le *E-MOSFET* entre en état conducteur, permettant au courant de circuler entre le drain et la source avec une résistance de canal faible. Cela crée un chemin de conduction efficace, ce qui rend le *E-MOSFET* adapté à l'amplification ou au passage de courant dans un circuit.

Le circuit le plus fréquemment utilisé pour contrôler une charge à l'aide d'un *E-MOSFET* est le circuit de commutation à source commune. Dans ce circuit, la charge est connectée entre l'alimentation et le drain du *E-MOSFET*, tandis que la tension de commande est appliquée à la grille du *E-MOSFET*. Ce circuit est communément appelé « *Low side switching* ».

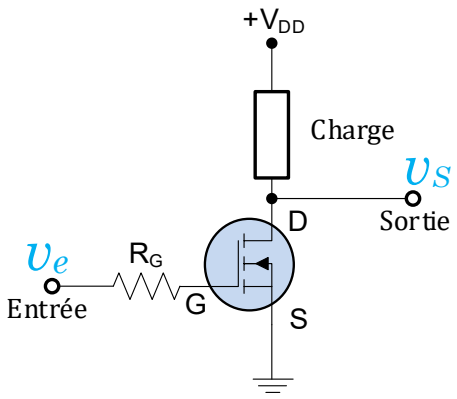


Figure 10-23 Circuit de commutation avec un *E-MOSFET* à canal *N*.

Lorsque la tension de commande dépasse la tension de seuil du *E-MOSFET*, celui-ci entre en mode de conduction, permettant au courant de circuler du drain vers la source, activant ainsi la charge connectée. À ce moment, le transistor se comporte comme un interrupteur fermé, mais avec une résistance égale à sa valeur de $R_{DS(ON)}$.

Fonctionnement des deux modes pour un *E-MOSFET* :

1. Si la tension de grille est nulle (état de blocage) :

   – Lorsque la tension de grille est nulle, le canal entre le drain et la source du *MOSFET* à enrichissement (*E-MOSFET*) est naturellement bloqué.

   – Aucun courant ne peut circuler entre le drain et la source, car le canal est fermé en l'absence de tension de grille.

2. Si la tension de la grille est supérieure à la tension de seuil ($V_{GS(th)}$) du *E-MOSFET* (état de conduction) :

   – Lorsque la tension de grille dépasse la tension de seuil spécifiée pour le *MOSFET*, un champ électrique est créé dans le canal.

   – Ce champ électrique attire des porteurs de charges (des électrons pour un *E-MOSFET* à canal *N*) vers la région de déplétion près de la jonction drain-source.

   – À mesure que la tension de grille augmente, le canal devient de plus en plus conducteur, permettant au courant de circuler entre le drain et la source.

   – Ainsi, lorsque la tension de grille dépasse la tension de seuil, le *MOSFET* est activé et entre en mode de conduction, permettant le passage du courant à travers le dispositif.

En résumé, lorsque la tension de grille d'un *E-MOSFET* est nulle, le dispositif est en mode de blocage, et aucun courant ne peut circuler. Lorsque la tension de grille dépasse la tension de seuil, le *MOSFET* entre en mode de conduction, permettant le passage du courant entre le drain et la source.

10.5.3 Caractéristiques idéales du E-MOSFET en commutation

Pour qu'un dispositif à semi-conducteurs, comme un *E-MOSFET*, fonctionne comme un interrupteur idéal, il doit présenter les caractéristiques idéales suivantes :

– En état de conduction (*ON*), il ne doit pas y avoir de limite à la quantité de courant qu'il peut transporter.

– En état de blocage (*OFF*), il ne doit pas y avoir de limite à la tension de blocage.

– Lorsque le dispositif est en état de conduction (*ON*), il ne doit y avoir aucune chute de tension.

– La résistance en état de blocage (*OFF*) doit être infinie.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

– La vitesse de commutation du dispositif ne doit avoir aucune limite.

La Figure 10-24 illustre le comportement d'un *E-MOSFET* fonctionnant comme un interrupteur idéal.

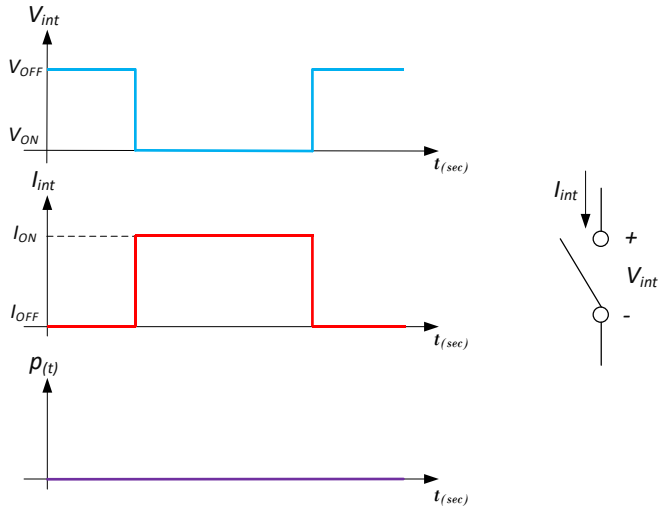


Figure 10-24 Comportement idéale d'un *E-MOSFET* en commutation.

10.5.4 Caractéristiques réelles du E-MOSFET en commutation

Cependant, la réalité est loin d'être idéale, et cela s'applique également à nos interrupteurs à semi-conducteurs. En pratique, un dispositif à semi-conducteurs, tel qu'un E-MOSFET, présente les caractéristiques suivantes :

– En état de conduction (*ON*), la capacité à gérer la puissance est limitée, ce qui signifie que le courant de conduction est limité. La tension de blocage en état de repos (*OFF*) est également limitée.

– Les temps de mise sous tension et de coupure sont limités, ce qui restreint la vitesse de commutation. La fréquence de fonctionnement maximale est également limitée.

– Lorsque le dispositif est en état de conduction, il y a une résistance interne, entraînant une chute de tension. En état de repos, il existe un courant de fuite inverse.

– Un interrupteur pratique subit des pertes de puissance en état de conduction et en état de blocage (connues sous le nom de pertes de conduction) et également lorsqu'il passe d'un état actif (*ON*) à un état inactif (*OFF*) ou vice versa (ce que l'on appelle les pertes par commutation).

La Figure 10-25 illustre le comportement d'un *E-MOSFET* fonctionnant comme un interrupteur non idéal.

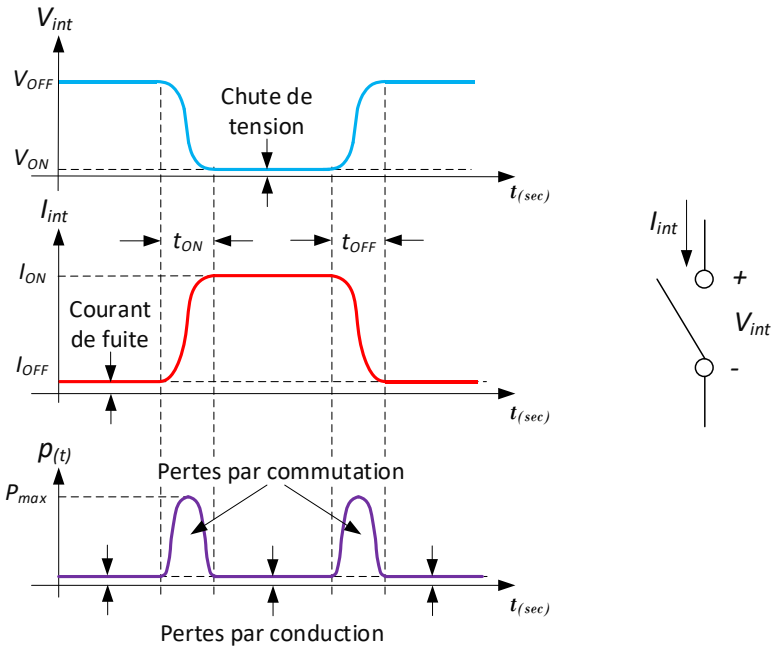


Figure 10-25 Comportement réelle d'un *E-MOSFET* en commutation.

10.5.5 Courant de fuite de drain à l'état bloqué

Lorsque le transistor est à l'état bloqué avec la condition spécifique où V_{GS} = 0 V, un faible courant de Drain traverse le *E-MOSFET*. Ce courant, appelé I_{DSS}, est évalué par les fabricants à une tension Drain – Source (V_{DS}) et à une température de jonction (T_J) précises. Par exemple pour le transistor FDPF3860T, la Figure 10-26 donne la valeur maximale suivante : I_{DSS} = 1 µA pour V_{DS} = 80 V, V_{GS} = 0 V et une température T_C = 25 °C.

Electrical Characteristics T_C = 25°C unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Off Characteristics						
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	V_{DS} = 80 V, V_{GS} = 0 V	-	-	1	µA
		V_{DS} = 48 V, T_C = 150°C	-	-	500	

Figure 10-26 Extrait de la fiche technique du transistor FDPF3860T.
« Source : *Fairchild Semiconductor* »

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

10.5.6 Résistance à l'état passant

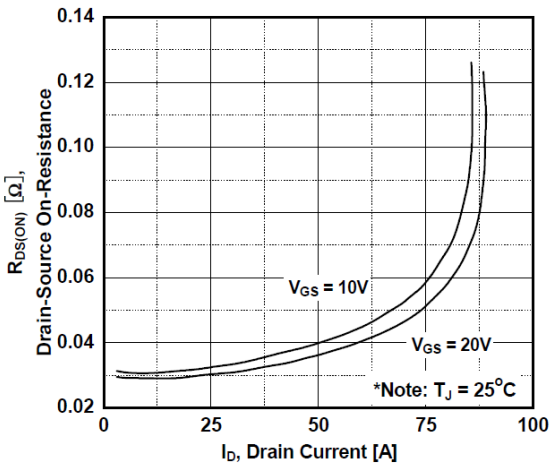
Comme nous l'avons vu au chapitre 9, sur un *MOSFET* de puissance, lorsque la tension de grille dépasse environ 5 ou 6 volts, le transistor devient principalement conducteur entre le drain et la source, bien qu'une faible résistance résiduelle persiste. Cette caractéristique est exprimée par le paramètre $R_{DS(on)}$. Il s'agit de la résistance équivalente entre le Drain et la Source lorsque le *MOSFET* est à l'état passant. Pour le transistor FDPF3860T, cette valeur typique est de 29,1 mΩ et peut atteindre une valeur maximale de 38,2 mΩ pour les conditions de test suivant : V_{GS} = 10 V, I_D = 5,9 A et T_J = 25 °C (Figure 10-27).

Electrical Characteristics T_C = 25°C unless otherwise noted.

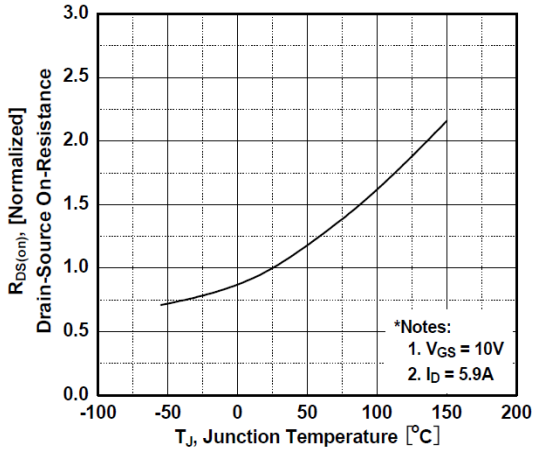
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
On Characteristics						
$R_{DS(on)}$	Static Drain to Source On Resistance	V_{GS} = 10 V, I_D = 5.9 A	-	29.1	38.2	mΩ

Figure 10-27 Extrait de la fiche technique du transistor FDPF3860T.
« Source : *Fairchild Semiconductor* »

Trois paramètres peuvent faire varier la résistance $R_{DS(on)}$: le courant de Drain (I_D), la tension grille-source (V_{GS}), et la température de jonction (T_J). À des valeurs de courant plus élevées, l'effet de la mobilité des porteurs et la tension sur le canal peuvent augmenter légèrement la résistance. La résistance $R_{DS(on)}$ diminue généralement lorsque V_{GS} augmente. Un V_{GS} plus élevé entraîne une meilleure formation du canal entre le Drain et la Source, réduisant ainsi la résistance. La Figure 10-28a montre deux courbes représentant la variation de $R_{DS(on)}$ en fonction du courant de drain et de la tension grille-source.



a) $R_{DS(on)} = f(I_D, V_{GS})$



b) $R_{DS(on)} = f(T_J)$

Figure 10-28 Extrait de la fiche technique du transistor FDPF3860T.
« Source : *Fairchild Semiconductor* »

Une particularité importante du *E-MOSFET* est que la résistance $R_{DS(on)}$ présente un coefficient thermique positif. La résistance $R_{DS(on)}$ augmente avec l'augmentation de la température de jonction (T_J) (Figure 10-28b).

10.5.7 Temps de commutation du transistor

Comme nous l'avons vu pour les transistors bipolaires de puissance (*BJT*) en commutation, les temps de commutation dépendent de divers facteurs, incluant les caractéristiques internes du transistor, les conditions de charge, ainsi que les méthodes de commande. De manière similaire, les *MOSFET* sont influencés par les capacités internes telles que la capacité grille-source (C_{GS}), la capacité grille-drain (C_{GD}), et la capacité drain-source (C_{DS}), ainsi que par la rapidité de l'interface de commande de la grille.

En d'autres mots, lorsqu'on applique une tension de commande à la grille du *MOSFET*, il va s'écouler un certain temps entre le moment où l'on applique la tension à la grille et le moment où le courant de drain atteint l'intensité de saturation. Les temps de commutation d'un *MOSFET* se réfèrent aux durées nécessaires pour que le transistor passe de l'état de conduction (*ON*) à l'état de blocage (*OFF*) et vice versa. Ces temps sont divisés en plusieurs intervalles distincts : le temps de retard à la fermeture ($t_{d(on)}$), le temps de montée (t_r), le temps de retard à l'ouverture ($t_{d(off)}$) et le temps de descente (t_f).

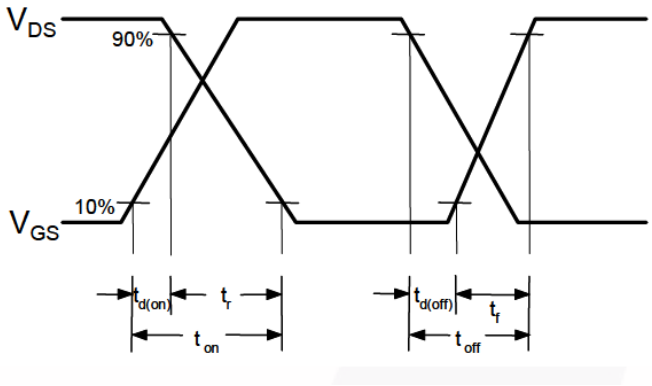


Figure 10-29 Courant de collecteur dans le transistor en commutation

Le temps de fermeture (t_{ON}) : C'est le temps nécessaire au transistor pour passer de l'état bloqué à l'état passant ($t_{ON} = t_{d(on)} + t_r$).

Le temps d'ouverture (t_{OFF}) : C'est le temps total pour évacuer toutes les charges dans le transistor afin de passer de l'état passant à l'état bloqué ($t_{Off} = t_{d(off)} + t_f$).

À titre d'exemple, la Figure 10-30 montre les temps de commutation pour le transistor FDPF3860T.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Switching Characteristics

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	V_{DD} = 50 V, I_D = 5.9 A, V_{GS} = 10 V, R_G = 6 Ω (Note 4)	-	15	40	ns
t_r	Turn-On Rise Time		-	17	45	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		-	24	60	ns
t_f	Turn-Off Fall Time		-	7	25	ns

Figure 10-30 Extrait de la fiche technique du transistor FDPF3860T.
« Source : *Fairchild Semiconductor* »

10.5.8 Phénomène d'avalanche

Comme nous l'avons vu au chapitre 8, l'avalanche est un phénomène électrique qui se produit dans les semi-conducteurs. Elle survient lorsque la tension appliquée à une jonction PN dépasse une certaine valeur appelée *tension de seuil* ou *tension de claquage*. Lorsque cette tension est dépassée, un courant important commence à circuler à travers la jonction, entraînant une augmentation rapide du courant. Ce phénomène est exploité dans les diodes Zener, où l'avalanche est contrôlée pour permettre le maintien d'une tension constante aux bornes de la diode, en faisant un composant utile pour la régulation de tension.

Dans un *MOSFET*, lors de la commutation, le phénomène d'avalanche peut se produire, en particulier lorsque des charges inductives sont impliquées, telles qu'une bobine ou un moteur. Ce phénomène se produit lorsque la tension aux bornes du dispositif dépasse sa tension de claquage inverse, également appelée *tension de claquage de drain-source* (BV_{DSS} ou parfois nommée $V_{(BR)DSS}$). Lorsque cela se produit, des électrons sont arrachés de la jonction du drain du *MOSFET*, générant ainsi un courant important. Ce courant résulte en une augmentation rapide de la tension aux bornes du dispositif. Si ce phénomène n'est pas contrôlé, il peut endommager le transistor.

10.5.9 Mesure de la capacité d'avalanche

Les constructeurs de transistors *MOSFET* déterminent leur capacité à résister à l'avalanche en effectuant des tests avec une impulsion unique. Ces tests sont réalisés sur un circuit de commutation de charge inductive simple et non protégée, comme illustré dans la Figure 10-31. L'événement *UIS* (« *Unclamped Inductive Switching* ») d'un *MOSFET* en commutation désigne une situation où le transistor interrompt le courant d'une charge inductive sans dispositif de protection contre les surtensions.

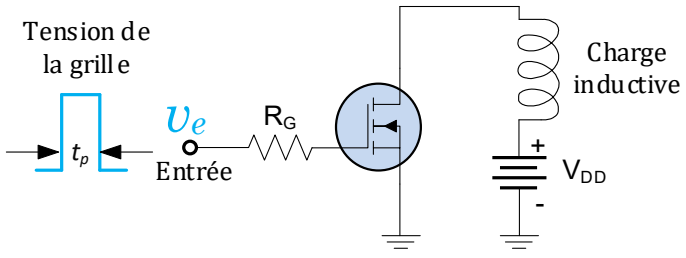


Figure 10-31 Circuit de test d'un *E-MOSFET* en commutation avec une charge inductive non protégée.

Une impulsion de tension est appliquée à la grille pour activer le *E-MOSFET*, comme illustré dans la Figure 10-32a. Cela permet au courant dans la charge d'augmenter progressivement en fonction de la valeur de l'inductance (*L*) et de la tension d'alimentation (V_{DD}). Ce phénomène est illustré dans les Figure 10-32b et Figure 10-32c.

À la fin de l'impulsion de la grille, le *MOSFET* est désactivé. En interrompant brusquement le courant dans une charge inductive, le *MOSFET* subit une augmentation abrupte de la tension drain-source (V_{DS}), qui peut dépasser la tension de claquage. Cette surtension est limitée à la tension de claquage (BV_{DSS}) jusqu'à ce que le courant dans la charge atteigne zéro, comme illustré dans la Figure 10-32b.

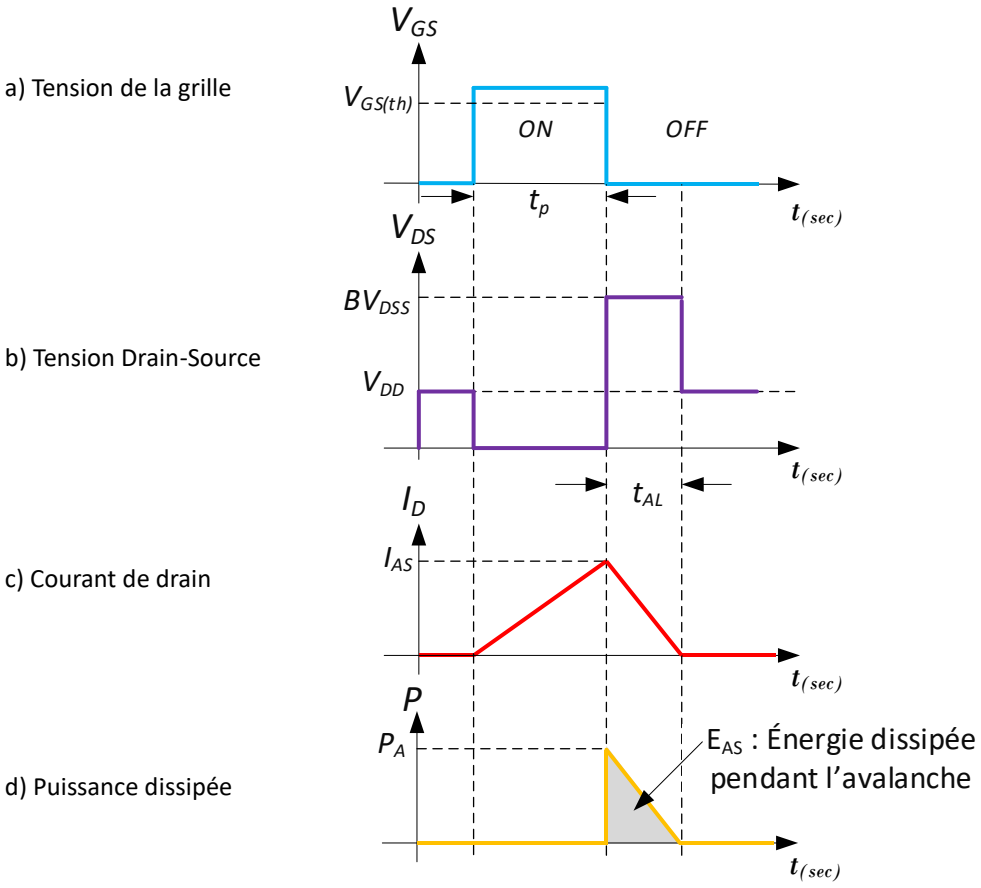


Figure 10-32 Comportement d'un *E-MOSFET* en commutation avec une charge inductive.

Le courant maximal traversant le *MOSFET* avant sa désactivation est le courant d'avalanche non répétitif drain-source (I_{AS}) lors de l'événement *UIS*. Il dépend de la tension BV_{DSS}, de la tension V_{DD} et de la valeur de l'inductance. La puissance d'avalanche maximale drain-source (P_A) dissipée dans le *E-MOSFET* est représentée dans la Figure 10-32d. C'est le produit de la tension de claquage (BV_{DSS}) et du courant d'avalanche drain-source non répétitif (I_{AS}).

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

10.5.10 Caractéristiques d'avalanche

Les caractéristiques d'avalanche dans un *MOSFET* sont des paramètres cruciaux que l'on retrouve souvent dans les fiches techniques des composants. Ces caractéristiques décrivent la capacité du MOSFET à gérer des conditions de surtension et d'avalanche sans subir de dommages immédiats. Voici les principaux aspects que l'on peut trouver dans les fiches techniques :

1. **Tension de claquage drain-source (BV_{DSS} ou $V_{(BR)DSS}$)** : Cette valeur représente la tension maximale que le MOSFET peut supporter entre le drain et la source avant que la dégradation par avalanche ne se produise. À titre d'exemple, le transistor *MOSFET* FDPF3860T a une tension de claquage de 100 V.

Electrical Characteristics T_C = 25°C unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Off Characteristics						
BV_{DSS}	Drain to Source Breakdown Voltage	I_D = 250 µA, V_{GS} = 0 V, T_J = 25°C	100	-	-	V

Figure 10-33 Extrait de la fiche technique du transistor FDPF3860T.
« Source : *Fairchild Semiconductor* »

2. **Courant de crête d'avalanche (I_{AS} ou I_{DM} ou I_{AL})** : Courant maximal en mode avalanche que le MOSFET peut supporter sans dommage en réponse à une impulsion unique.

3. **Énergie d'avalanche unitaire (E_{AS})** : Énergie maximale dissipée lors d'un événement d'avalanche unique (impulsion), exprimée en millijoules (*mJ*).

4. **Courant de répétition d'avalanche (I_{AR})** : Courant maximal que le *MOSFET* peut supporter lors d'événements d'avalanche répétitifs.

5. **Énergie d'avalanche répétitif (E_{AR})** : Énergie maximale dissipée lors des événements d'avalanche répétitifs.

Par exemple, la fiche du *MOSFET* FDPF3860T donne les valeurs typiques suivantes : I_{DM} = 80 A, E_{AS} = 278 mJ, I_{AR} = 20 A et E_{AR} = 3,4 mJ pour une température T_C = 25 °C.

MOSFET Maximum Ratings T_C = 25°C unless otherwise noted.

Symbol	Parameter			FDPF3860T	Unit
I_{DM}	Drain Current	- Pulsed	(Note 1)	80	A
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy		(Note 2)	278	mJ
I_{AR}	Avalanche Current		(Note 1)	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy		(Note 1)	3.4	mJ

Notes:
1. Repetitive rating: pulse-width limited by maximum junction temperature.
2. L = 16 mH, I_{AS} = 5.9 A, V_{DD} = 50 V, R_G = 25 Ω, starting T_J = 25°C.

Figure 10-34 Extrait de la fiche technique du transistor FDPF3860T.
« Source : *Fairchild Semiconductor* »

En régime impulsionnel, le courant d'avalanche dépend de la durée de l'impulsion et de la température de la jonction. Si la durée de l'impulsion change, le courant d'avalanche maximal que le *MOSFET* peut supporter est généralement plus élevé pour les impulsions courtes, tandis qu'il diminue pour les impulsions longues, en raison de la dissipation thermique et du risque de surchauffe.

Les fabricants fournissent parfois des courbes de la capacité d'avalanche à une seule impulsion, appelées « *Single-pulse avalanche ruggedness* » pour illustrer ces dépendances. Ces courbes définissent le courant d'avalanche maximal autorisé en fonction de la durée de l'impulsion d'avalanche, garantissant un fonctionnement sûr lors d'un événement *UIS* à une seule impulsion ou à des impulsions répétitives. Le courant maximal est déterminé de façon que la température de jonction maximale, $T_{j(max)}$, ne soit jamais dépassée.

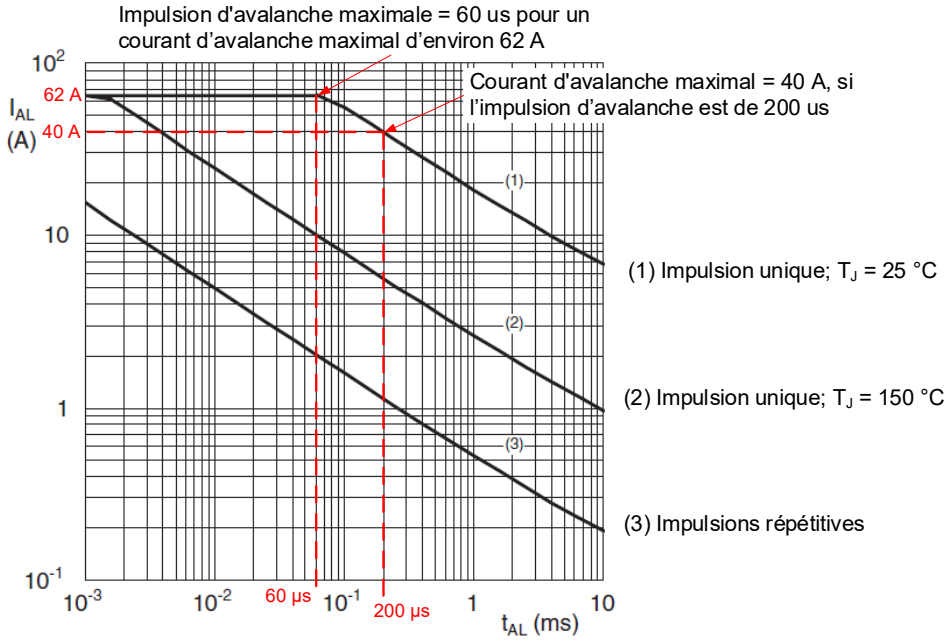


Figure 10-35 Extrait de la fiche technique du transistor BUK7Y12-55B.
« Source : *Nexperia* »

La courbe (1) de la Figure 10-35 montre un courant d'avalanche maximum autorisé (I_{AL}) pour une durée d'impulsion d'avalanche donnée (t_{AL}) à une température de jonction initiale de 25 °C. Ce courant maximal entraîne une température de jonction maximale autorisée ($T_{j(max)}$) de 175 °C, impliquant un $\Delta T_{j(max)}$ de 150 °C. Par exemple, la courbe (1) révèle que le transistor BUK7Y12-55B peut supporter son courant maximal de 62 A si la durée de l'impulsion d'avalanche ne dépasse pas 60 µs. Cependant, pour une durée d'impulsion d'avalanche de 200 µs, le courant d'avalanche est limité à 40 A.

La zone sous la courbe (1) est la zone d'exploitation sécurisée ou « *Safe Operating ARea* » (SOAR). De même, la courbe (2) de température de jonction à 150 °C est la limite de fonctionnement maximale pour une T_j initiale de 150 °C.

Exemple 10.10

Déterminez la durée de l'impulsion d'avalanche pour un courant d'avalanche de 20 A à une température de boîtier de 25 °C et de 125 °C en utilisant les caractéristiques du transistor présentées dans la Figure 10-36.

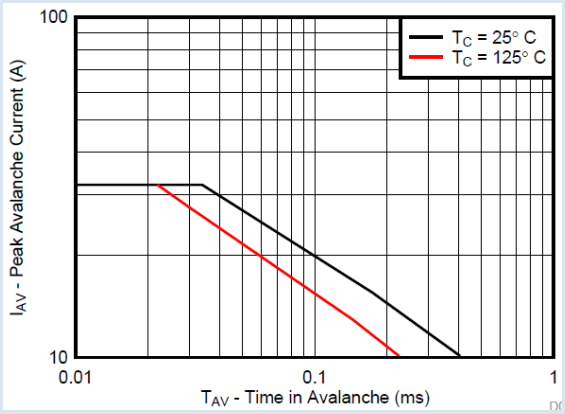


Figure 10-36 Extrait de la fiche technique du transistor CDS19534KCS.
« Source : *Texas Instruments* »

Solution :

D'après la courbe, la durée de l'impulsion d'avalanche est de 0,1 ms à une température de 25 °C et de 0,06 ms à une température de 125 °C pour un courant d'avalanche de 20 A.

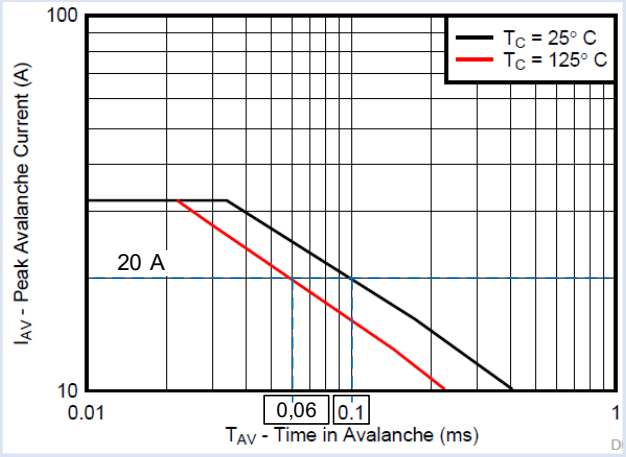


Figure 10-37 Extrait de la fiche technique du transistor CDS19534KCS.
« Source : *Texas Instruments* »

10.5.11 Protection contre l'avalanche dans les MOSFET

Sans protection adéquate, l'avalanche peut entraîner une dégradation thermique et électrique du *MOSFET*, réduisant sa fiabilité et sa durée de vie. Pour éviter les dommages dus à l'avalanche, des techniques de conception appropriées, nommons par exemple l'utilisation de *MOSFET* avec une tension de claquage élevée et des diodes de roue libre ou de circuits de protection de surtension, sont souvent employées. Ces dispositifs permettent de détourner le courant d'avalanche et de protéger ainsi le *MOSFET* et les autres composants du circuit. La Figure 10-38 illustre un circuit de commande d'une charge inductive avec diode de roue libre.

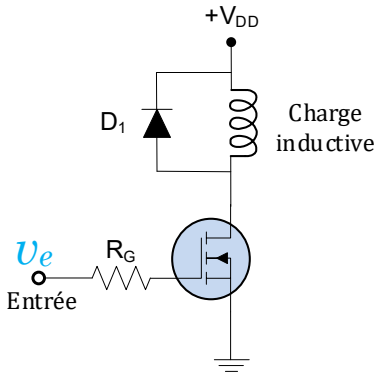


Figure 10-38 Circuit de commande d'une charge inductive avec diode de roue libre.

Ce circuit est largement utilisé dans les applications telles que les contrôleurs de moteurs en raison de sa simplicité et de sa fiabilité.

10.5.12 E-MOSFET à canal P

Jusqu'à présent, nous avons considéré le *E-MOSFET* à canal *N* comme un interrupteur, où le E-MOSFET est situé entre la charge et la masse. Cette configuration permet également de référencer le signal de commande de la grille du *E-MOSFET* à la masse (communément appelé « *low-side switching* »).

Mais dans certaines applications, nous avons besoin d'utiliser un *E-MOSFET* à canal *P*, où la charge est directement connectée à la masse. Dans ce cas, le *E-MOSFET* qui fait office d'interrupteur est connecté entre la charge et l'alimentation positive (« *high-side switching* »), comme nous le faisons avec les transistors *PNP*.

Dans un *E-MOSFET* à canal *P*, le courant de drain circule en sens inverse par rapport à un *E-MOSFET* à canal *N*. Ainsi, pour activer le transistor, une tension négative doit normalement être appliquée entre la grille et la source. Cependant, cela pose un problème lorsque seule une alimentation unipolaire positive est disponible. Pour surmonter cette contrainte, on inverse la connexion du *E-MOSFET* à canal *P*, en reliant sa broche source à l'alimentation positive, $+V_{DD}$.

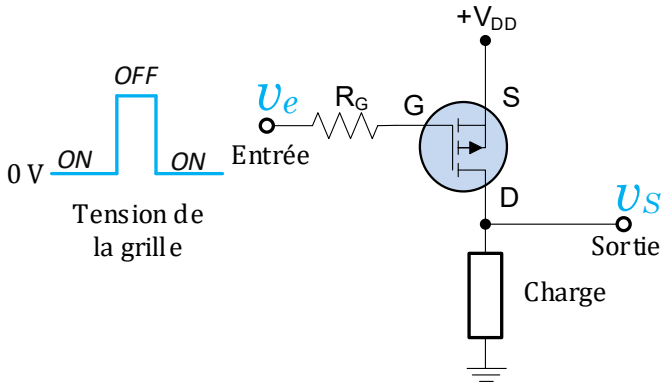


Figure 10-39 Circuit de commutation avec un E-MOSFET à canal P.

Ainsi, lorsque la tension de la grille est à l'état BAS, le *E-MOSFET* est activé (ON) et lorsqu'elle est à l'état HAUT, le *E-MOSFET* est désactivé (OFF). Cette connexion inversée d'un *E-MOSFET* à canal *P* nous permet de le connecter en série avec un *E-MOSFET* à canal *N* pour produire un dispositif de commutation complémentaire ou *CMOS* (« *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor* »), comme nous le verrons dans la section suivante.

10.5.13 MOSFET complémentaire « CMOS »

Dans une configuration complémentaire les deux *E-MOSFET* sont configurés pour produire un commutateur bidirectionnel à partir d'une alimentation bipolaire, avec la charge connectée entre la connexion de drain commune et la masse. Le schéma de principe d'un contrôle bidirectionnelle utilisant des *E-MOSFET* complémentaires pour contrôler un moteur dans deux directions est illustré dans la Figure 10-40.

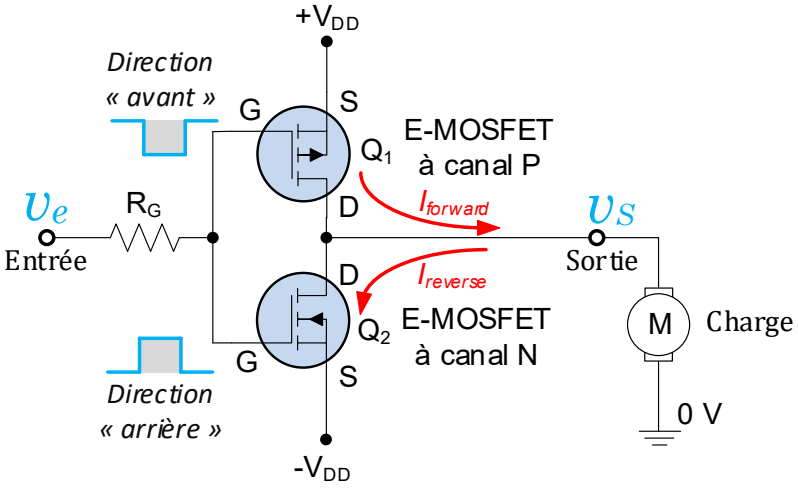


Figure 10-40 Schéma de principe d'un contrôle bidirectionnel de moteur avec *CMOS*.

Lorsque l'entrée est à un niveau logique « BAS », le *E-MOSFET* à canal *P* (Q_1) est activé, car sa jonction grille-source est polarisée négativement, entraînant ainsi la rotation du moteur dans une direction. Seule la tension d'alimentation positive $+V_{DD}$ est utilisée pour entraîner le moteur. À l'inverse, lorsque l'entrée est à un niveau logique « HAUT », le *E-MOSFET* à canal *P* (Q_1) est désactivé et le MOSFET à canal *N* (Q_2) est activé, car sa jonction grille-source est polarisée positivement. Le moteur tourne alors dans la direction opposée, car la tension aux bornes du moteur est inversée, étant maintenant alimentée par la source de tension négative, $-V_{DD}$.

Il existe plusieurs configurations pour contrôler les deux *E-MOSFET*, adaptées à diverses applications. Un seul circuit intégré de commande de grille peut piloter à la fois le *E-MOSFET* à canal *P* et celui à canal *N*, comme illustré à la Figure 10-40. Cependant, pour éviter la conduction simultanée des deux *E-MOSFET* à travers les alimentations, des dispositifs de commutation rapide sont nécessaires pour créer un décalage entre l'extinction de l'un et l'allumage de l'autre. Une solution consiste à piloter les grilles des deux *E-MOSFET* séparément, ce qui permet d'introduire une option de "STOP" pour le moteur lorsque les deux *E-MOSFET* sont inactifs (Figure 10-41). Cette approche crée une troisième option, permettant d'arrêter le moteur lorsque les deux *E-MOSFET* sont inactifs.

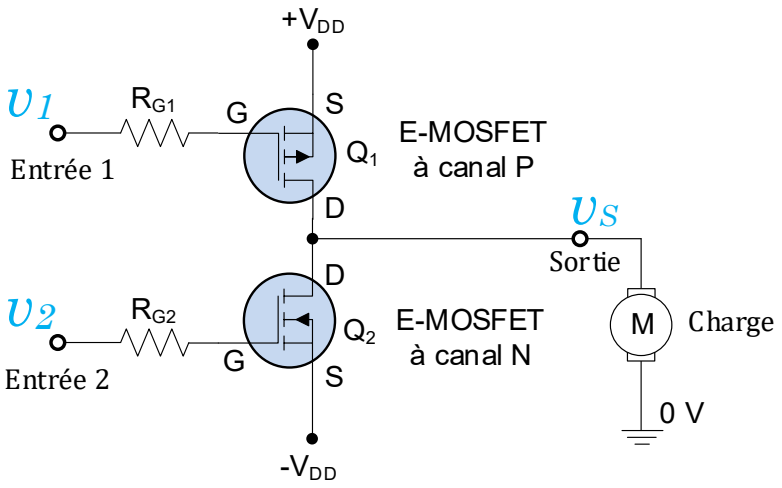


Figure 10-41 Schéma de principe d'un contrôle bidirectionnel de moteur avec *CMOS* et commandes séparées.

Le Tableau 10-1 résume les quatre états de contrôle du moteur pour le circuit de la Figure 10-41.

Tableau 10-1 Résumé des commandes pour le contrôle du moteur.

Entrée 1	Entrée 2	État de Q_1	État de Q_2	Fonction du moteur
Haut	Bas	désactivé	désactivé	Moteur à l'arrêt (OFF)
Bas	Bas	activé	désactivé	Rotation avant
Haut	Haut	désactivé	activé	Rotation arrière
Bas	Haut	activé	activé	Pas permis

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Veuillez noter qu'il est important que la dernière combinaison d'entrées ne soit autorisée, car cela pourrait provoquer un court-circuit de l'alimentation électrique. De plus, un autre inconvénient de ce schéma est qu'il nécessite une alimentation bipolaire, ce qui peut compliquer la conception et augmenter les coûts. Pour surmonter cette limitation, nous pouvons utiliser une solution en pont de *E-MOSFET*, comme nous l'avons vu pour les transistors bipolaires (*BJT*). Cette configuration en pont, souvent appelée « *circuit en H* », permet de contrôler un moteur dans les deux sens avec une alimentation unipolaire, ce qui simplifie le circuit d'alimentation et réduit les coûts associés.

Par exemple, le L6203 est un circuit intégré de la compagnie « *STMicroelectronics* », spécialement conçu pour la commande de petits moteurs. Il intègre une configuration *E-MOSFET* en pont (*H*), capable de gérer des tensions de sortie allant jusqu'à 48 V et un courant modérément élevé (5 A en crête, 4 A_{rms}).

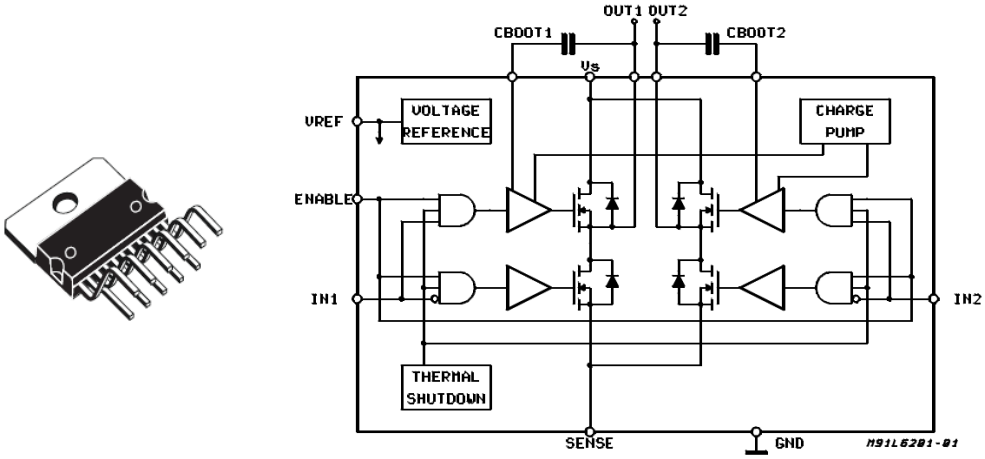


Figure 10-42 Module contrôleur de moteur avec *MOSFET* en pont L6203.
« Source : *STMicroelectronics* »

On remarquera dans le circuit de contrôle la présence de quatre diodes de roue libre utilisées à des fins de protection. Comme nous l'avons mentionné antérieurement, ces diodes, placées en parallèle avec les transistors, ont pour rôle de prévenir les surtensions transitoires qui peuvent se produire lorsque le courant est interrompu brusquement. En permettant au courant de circuler à travers elles lors de ces interruptions, les diodes de roue libre protègent les *E-MOSFET* et autres composants sensibles du circuit contre les pics de tension potentiellement destructeurs, assurant ainsi un fonctionnement plus fiable et durable du système.

10.5.14 MOSFET dans les circuits logiques

Les circuits numériques représentent une autre application clé pour ces transistors. La tension de seuil induit une transition rapide de l'état bloqué à l'état saturé lorsque la tension de la grille dépasse $V_{GS(th)}$. Cette caractéristique fait du *MOSFET* un composant particulièrement adapté pour les circuits logiques.

Les circuits logiques fonctionnant avec une tension d'alimentation unique, les tensions V_{GS} et V_{DS} doivent être de même polarité. Dans ce contexte, seuls les transistors à enrichissement peuvent opérer en régime bloqué et saturé. Par conséquent, les circuits logiques sont construits avec des *MOSFET* à enrichissement (*E-MOSFET*). Nous ne nous étendrons pas davantage sur ce sujet, car les circuits logiques ne font pas partie de notre objectif dans ce document. Cependant, cela démontre un autre exemple de l'utilisation et de la diversité des applications des *MOSFET*.

10.5.15 Conclusion sur le MOSFET en commutation

En conclusion, nous avons parcouru dans cette section les principes fondamentaux du *E-MOSFET* en commutation afin de démontrer le fonctionnement de ce composant essentiel dans le domaine de l'électronique de puissance. Le *E-MOSFET* joue un rôle essentiel dans de nombreuses applications électroniques. Sa capacité à offrir une faible résistance à l'état passant, une grande vitesse de commutation et une efficacité énergétique élevée en fait un choix privilégié pour les circuits de puissance.

Cependant, pour garantir des performances optimales, il est crucial de comprendre et de maîtriser les temps de commutation du *E-MOSFET*, ainsi que de mettre en place des mesures de protection appropriées contre des phénomènes tels que l'avalanche. Il serait trop long d'explorer davantage le sujet; il convient au lecteur de poursuivre ses recherches pour approfondir ses connaissances et exploiter pleinement les applications diverses du *E-MOSFET* en commutation.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

10.6 Conclusion

Nous avons à présent une vue d'ensemble sur les différentes facettes des transistors *FET* et leur utilisation dans divers types d'amplificateurs. En parcourant ce chapitre, nous avons exploré les caractéristiques dynamiques des *FET*, ainsi que les configurations d'amplificateurs les plus courantes, telles que l'amplificateur source commune et l'amplificateur drain commun. De plus, nous avons examiné en détail les amplificateurs utilisant des *MOSFET*, en mettant l'accent sur les configurations de source commune avec et sans résistance à la source.

Nous avons également plongé dans le monde complexe des *E-MOSFET* en régime de commutation, en discutant de leur fonctionnement, de leurs caractéristiques idéales et réelles, ainsi que des aspects critiques tels que les temps de commutation et le phénomène d'avalanche. La question de la protection des *MOSFET* a également été abordée, soulignant l'importance de cette considération dans la conception de circuits fiables.

Nous avons utilisé une méthode d'analyse tout comme nous l'avons fait pour les transistors bipolaires (*BJT*), nous permettant ainsi de mieux comprendre les principes fondamentaux et les applications pratiques des transistors à effet de champ. Cette approche analytique nous a aidés à explorer en profondeur les différentes configurations d'amplificateurs et les comportements spécifiques des *MOSFET* en régime dynamique et de commutation.

Ce chapitre nous a donc offert un aperçu des aspects théoriques et pratiques de quelques applications usuelles des *FET* et des *MOSFET*, jetant ainsi les bases pour explorer de nouvelles applications potentielles ou approfondir celles déjà étudiées.

10.7 Exercices de révision

10.7.1 Exercices – Les FET en c.a.

Question 10.1 Examinez la figure suivante.

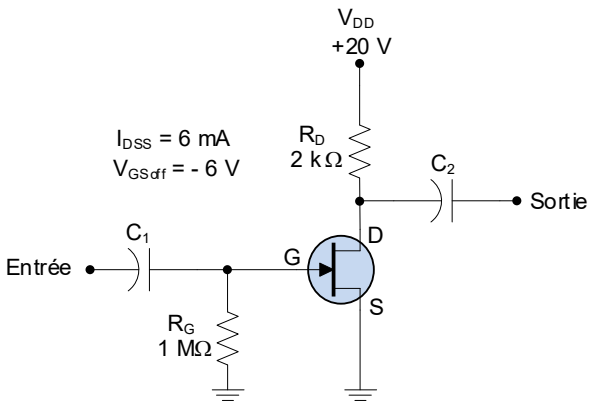


Figure 10-43

a) Z_{sortie} = ?
b) $Z_{entrée}$ = ?
c) Av = ?

Question 10.2 Examinez la figure suivante.

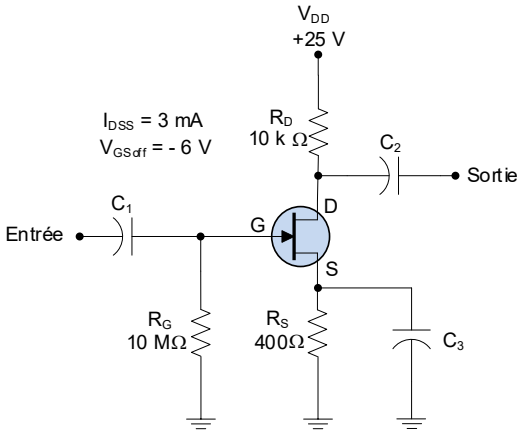


Figure 10-44

a) I_D = ?
b) V_D = ?
c) $Z_{entrée}$ = ?
d) Z_{sortie} = ?
e) gm = ?
f) Av = ?

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 10.3 Examinez la figure suivante.

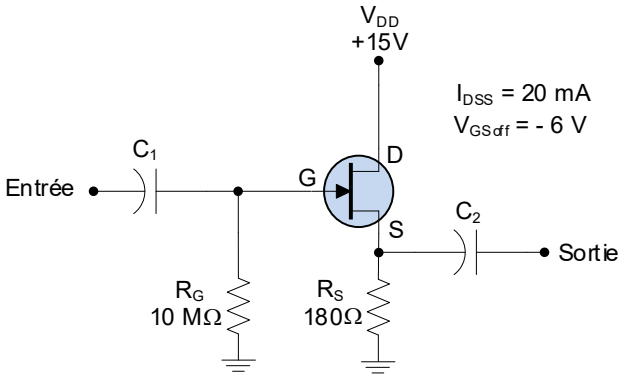


Figure 10-45

a) I_D = ?
b) $Z_{entrée}$ = ?
c) Z_{sortie} = ?
d) gm = ?
e) Av = ?

Question 10.4 Examinez la figure suivante.

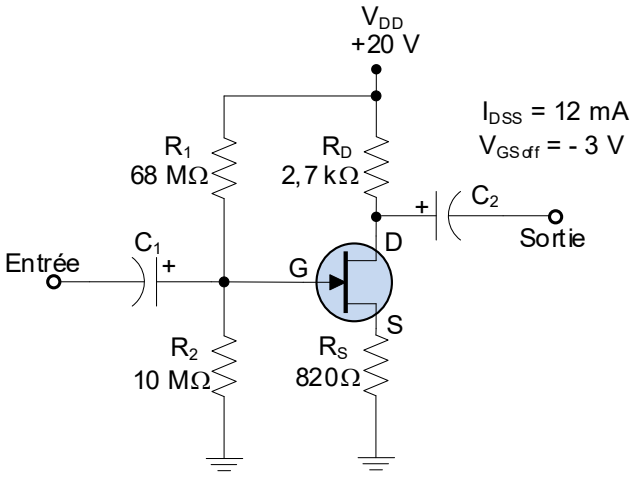


Figure 10-46

a) gm = ?
b) $Z_{entrée}$ = ?
c) Z_{sortie} = ?
d) Av = ?

Question 10.5 Examinez la figure suivante.

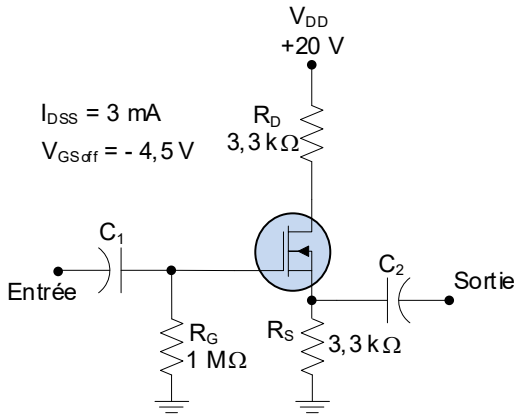


Figure 10-47

a) gm = ?
b) Av = ?
c) $Z_{entrée}$ = ?
d) Z_{sortie} = ?

Question 10.6 Examinez la figure suivante.

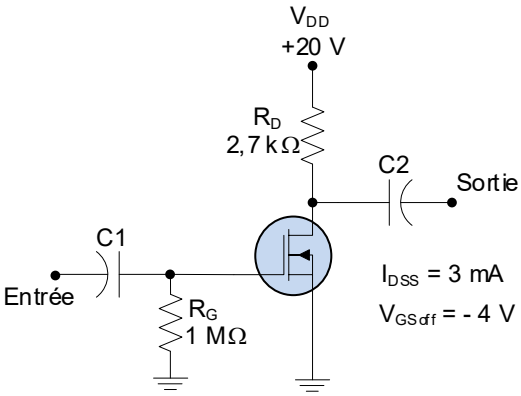


Figure 10-48

a) I_D = ?
b) V_D = ?
c) $Z_{entrée}$ = ?
d) Z_{sortie} = ?
e) gm = ?
f) Av = ?

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 10.7 Examinez la figure suivante.

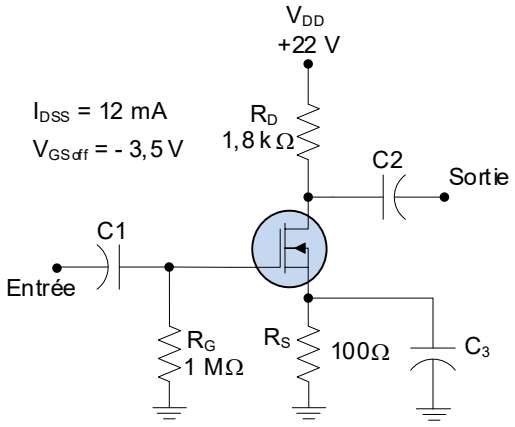


Figure 10-49

a) gm = ?
b) Av = ?
c) $Z_{entrée}$ = ?
d) Z_{sortie} = ?

Question 10.8 Examinez la figure suivante.

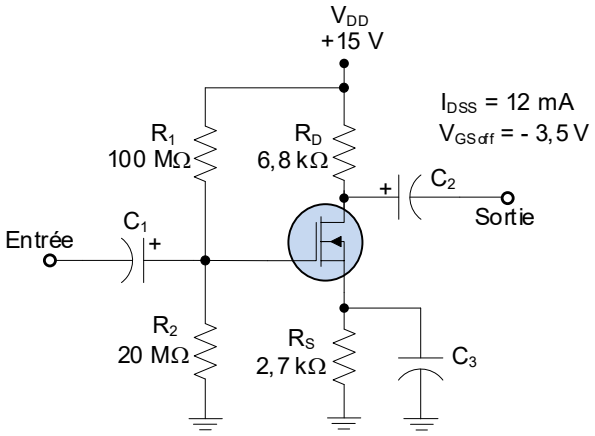


Figure 10-50

a) gm = ?
b) Av = ?
c) $Z_{entrée}$ = ?
d) Z_{sortie} = ?

Question 10.9 Examinez la figure suivante.

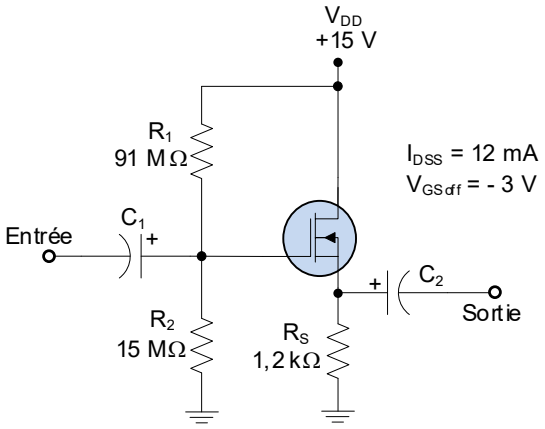


Figure 10-51

a) gm = ?
b) Av = ?
c) $Z_{entrée}$ = ?
d) Z_{sortie} = ?

Question 10.10 Le D-MOSFET du circuit de la Figure 10-52 est tel que g_m = 5000 µS au point Q. Déterminer le gain total en tension, c'est-à-dire, incluant la charge.

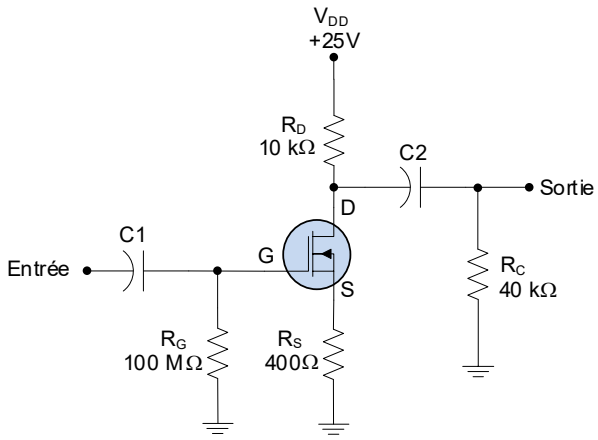


Figure 10-52

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 10.11 Examinez la figure suivante.

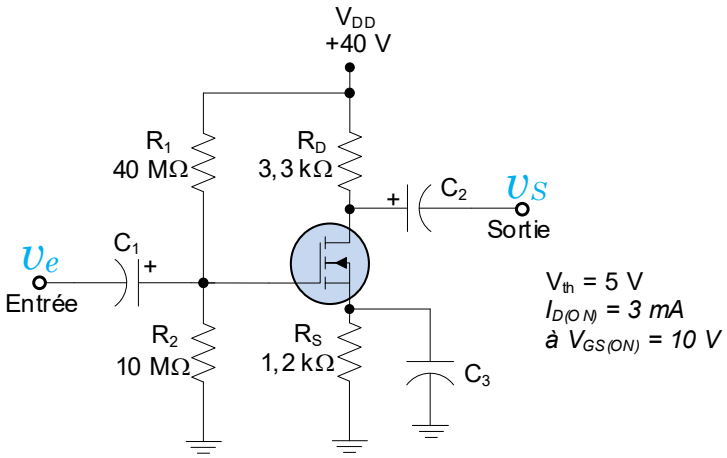


Figure 10-53

a) gm = ?
b) Av = ?
c) $Z_{entrée}$ = ?
d) Z_{sortie} = ?

10.7.2 Exercices – Les FET en commutation.

Question 10.12 Examinez la figure suivante.

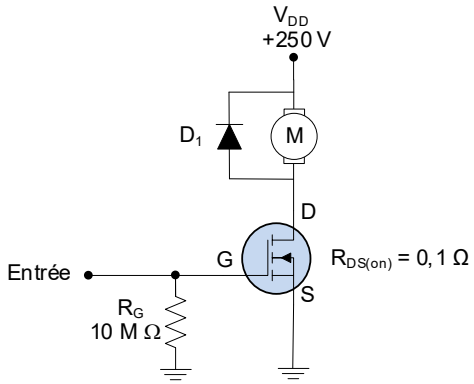


Figure 10-54

a) Calculez les valeurs de I_D et de V_{DS} de façon à commander en tout et rien le moteur électrique de 10 Ω sous 250 V.
b) Calculez la puissance dissipée par le transistor lorsque le moteur est en marche.

Question 10.13 Examinez la figure suivante.

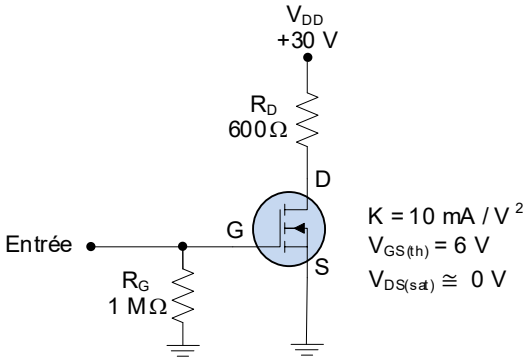


Figure 10-55

a) Pour quelles valeurs de V_{GS}, le transistor est-il bloqué ?

b) Pour une tension V_{GS} = 7,5 V, déterminez l'intensité du courant de drain. Calculez la tension V_{DS}.

c) Quelle valeur minimale faut-il donner à V_{GS} pour saturer le transistor ?

Question 10.14 Examinez la figure suivante.

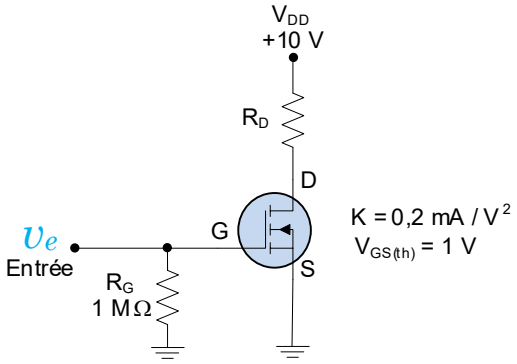


Figure 10-56

a) Pour une valeur de R_D de 1k Ω, calculez la tension V_D pour les deux valeurs de tension d'entrée, v_e = 0 V et v_e = 5 V.

b) Déterminez la valeur minimale de R_D pour que la tension V_D soit égale à 1 V lorsque v_e = 5 V.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 10.15 Calculez les valeurs de la tension d'entrée (v_e) pour trois puissances dans la charge, P_{mot} = 0 W, P_{mot} = P_{max}/2 et P_{mot} = P_{max}. La résistance résiduelle du transistor est négligeable.

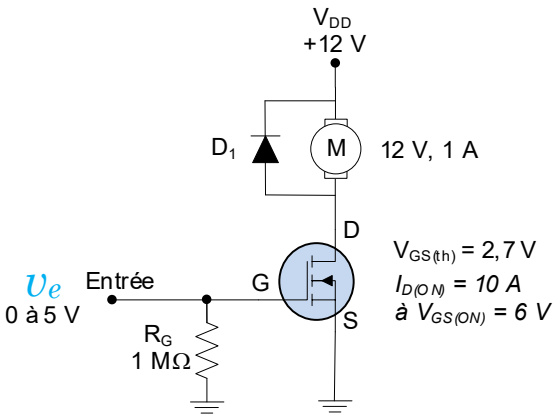


Figure 10-57

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Chapitre 11

L'amplificateur opérationnel - Les caractéristiques

Ce chapitre explore un autre composant incontournable de l'électronique : ***l'amplificateur opérationnel***. Notre objectif sera de faire l'étude approfondie de l'amplificateur opérationnel, en explorant tous ses paramètres technologiques essentiels, tels que ses caractéristiques d'entrée, de sortie, de transfert et d'alimentation, appuyés par des valeurs réelles extraites des fiches techniques.

De plus, nous étudierons également les trois circuits de base liés à l'amplificateur opérationnel, en utilisant des démonstrations mathématiques pour enrichir notre analyse. Pour conclure, nous aborderons les limites et les imperfections intrinsèques de cet élément, afin de parfaire notre compréhension de ses caractéristiques.

11.1 Introduction

L'amplificateur opérationnel (aussi dénommé ampli-op ou « *Op-Amp* » en anglais), est un composant électronique polyvalent et largement utilisé, réputé pour sa capacité à réaliser une multitude de fonctions de traitement de signal. En raison de cette versatilité et de sa facilité d'application, il est devenu l'un des circuits intégrés les plus répandus.

À l'origine l'amplificateur opérationnel fut réalisé pour être utilisé dans les calculateurs analogiques, donc des fonctions linéaires du type : addition, soustraction, multiplication, intégration et plus rarement dérivation. Son utilisation peut-être très simple, comme très complexe, selon les applications. Dans le premier cas quelques règles élémentaires suffisent pour l'analyse, dans l'autre, une analyse rigoureuse est nécessaire. L'intégration de ce composant a permis de l'utiliser dans beaucoup d'autres applications tant linéaires que non linéaires.

L'amplificateur opérationnel est constitué de plusieurs transistors et autres composants électroniques intégrés dans une puce de silicium. Toutefois, dans ce chapitre, on ne s'intéresse pas au contenu ou à la configuration interne de l'amplificateur opérationnel. Il y sera traité comme une boîte noire dont les caractéristiques d'entrée et de sortie sont connues, et que nous utiliserons pour mettre en œuvre diverses fonctions électroniques.

Cette approche est justifiée par le fait que l'utilisateur de l'amplificateur opérationnel n'a généralement pas besoin de se préoccuper de sa conception interne. Les ampli-op sont disponibles sous forme de circuits intégrés, fabriqués entièrement sur un monocristal de silicium et encapsulés

dans un boîtier compact. Ils sont conçus pour être utilisés avec des composants externes, permettant ainsi la réalisation aisée de diverses fonctions linéaires et non-linéaires avec une grande efficacité. Ainsi, notre étude approfondie des amplificateurs opérationnels se concentre sur leur utilisation avec des composants externes, en accord avec notre approche méthodologique.

Nous avons vu dans le chapitre qui traite *les amplificateurs à transistors bipolaires* que n'importe quel type d'amplificateur peut être représenté par le diagramme fonctionnel de la Figure 11-1.

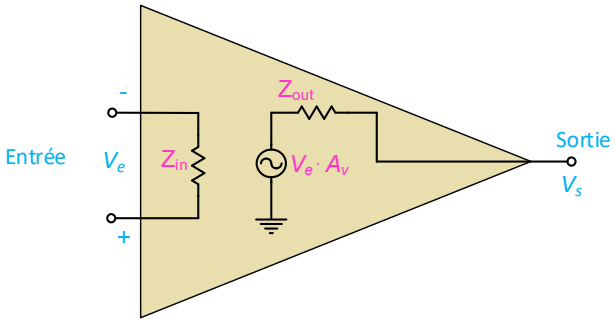


Figure 11-1 Diagramme fonctionnel d'un amplificateur.

Le diagramme fonctionnel était défini par trois paramètres importants :

- L'impédance d'entrée ($Z_{entrée}$ ou Z_{in}),
- L'impédance de sortie (Z_{sortie} ou Z_{Out}),
- Le gain en tension sans charge A_V.

Ces paramètres peuvent être très variables à cause :

- De la tolérance de fabrication des composants,
- De l'influence de la température,
- De l'influence de la fréquence de fonctionnement.

Les performances des amplificateurs opérationnels modernes sont à ce point proche de l'amplificateur opérationnel idéal qu'il est désormais envisageable d'explorer directement les différentes applications en se référant à leurs caractéristiques idéales. Malgré cette quasi-perfection des amplificateurs opérationnels modernes, nous aborderons en fin de chapitre les imperfections qui les distinguent de leur modèle idéal.

11.2 Présentation de l'amplificateur opérationnel

Dans cette section, nous présenterons un bref historique de l'évolution de l'ampli-op, suivi de son symbole et de ses divers brochages. De plus, nous explorerons les différentes méthodes d'alimentation de l'ampli-op pour garantir son fonctionnement optimal.

11.2.1 Historique

Dans les années 50, les amplificateurs étaient réalisés avec les tubes[note1], puis avec les transistors bipolaires. L'intégration de la fonction amplification est apparue à la fin des années 60. Le µA709 de la compagnie *Fairchild*, créé par Robert J. Widlar en 1965, fut le premier amplificateur **intégré** de qualité disponible en grande quantité. En 1968, le µA709 fut remplacé par le µA741 qui offrait de meilleures performances tout en étant plus stable et plus simple à mettre en œuvre.

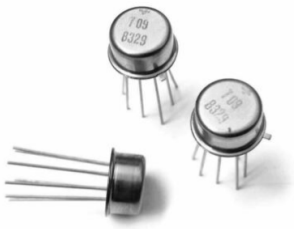


Figure 11-2 Amplificateur intégré uA709

L'amplificateur intégré a rapidement connu une multitude d'applications, autres que celles prévues à l'origine pour le calcul analogique. C'est ainsi qu'il fut appelé ***amplificateur opérationnel*** (« *Operational Amplifier* » en anglais), terme que l'on doit à John R. Ragazzini.

11.2.2 Symbole d'un amplificateur opérationnel

Le symbole de l'ampli-op ressemble à celui du diagramme fonctionnel avec quelques différences. Du point de vue des signaux utiles, il possède trois broches : deux entrées, l'entrée inverseuse (-), l'entrée non-inverseuse (+), et une sortie. L'amplificateur opérationnel est un composant alimenté entre deux broches : l'une positive $+V_{CC}$ et l'autre négative $-V_{CC}$. La Figure 11-3 illustre le symbole général de l'ampli-op.

Certains ampli-op ont d'autres broches qui permettent la correction de tension de décalage et la compensation en fréquence afin de contrer des imperfections intrinsèques de l'ampli-op. Ces notions seront définies ultérieurement, car elles ne sont pas utiles à ce moment pour l'introduction.

[1] Les premiers transistors étaient des tubes à vide ou communément appelé des lampes.

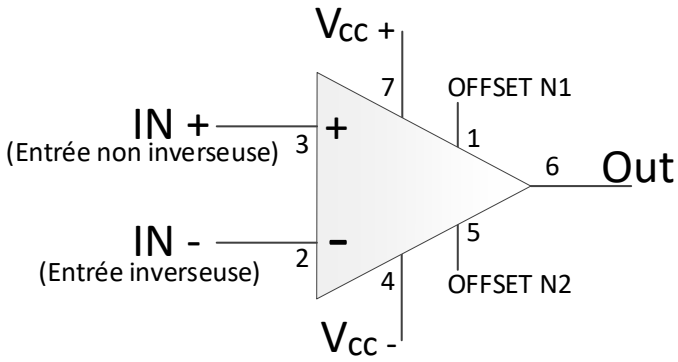


Figure 11-3 Symbole de l'amplificateur opérationnel.

11.2.3 Brochage d'un amplificateur opérationnel à circuit intégré

Il existe une vaste gamme d'amplificateurs opérationnels disponibles, chacun offrant ses propres caractéristiques et performances uniques. Un exemple notable est le µA-741C, souvent abrégé en 741, qui se distingue par sa polyvalence et son adaptabilité à diverses applications. Comme beaucoup d'amplificateurs opérationnels, il est une petite puce électronique insérée dans un boîtier appelé mini-DIP (« *Dual In Line package* ») ayant l'allure de la Figure 11-4. Il est peu dispendieux et il est facile d'usage.

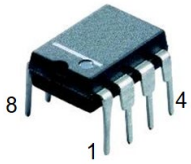


Figure 11-4 Circuit intégré mini-DIP

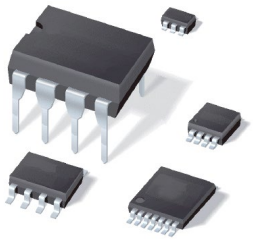


Figure 11-5 Différents types de boitier d'ampli-op.

À l'intérieur du 741, se trouve une puce de silicium qui renferme des transistors, des résistances et un condensateur. La disposition des broches est présentée à la Figure 11-6. L'orientation des broches est indiquée par un repère dans le coin supérieur gauche et une marque en demi-lune. Habituellement, on numérote les broches en suivant le sens contraire des aiguilles d'une montre, conformément à la plupart des circuits intégrés.

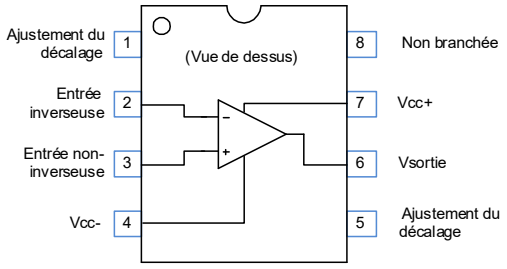


Figure 11-6 Brochage du 741.

Certains circuits intégrés peuvent contenir plusieurs amplis-op.

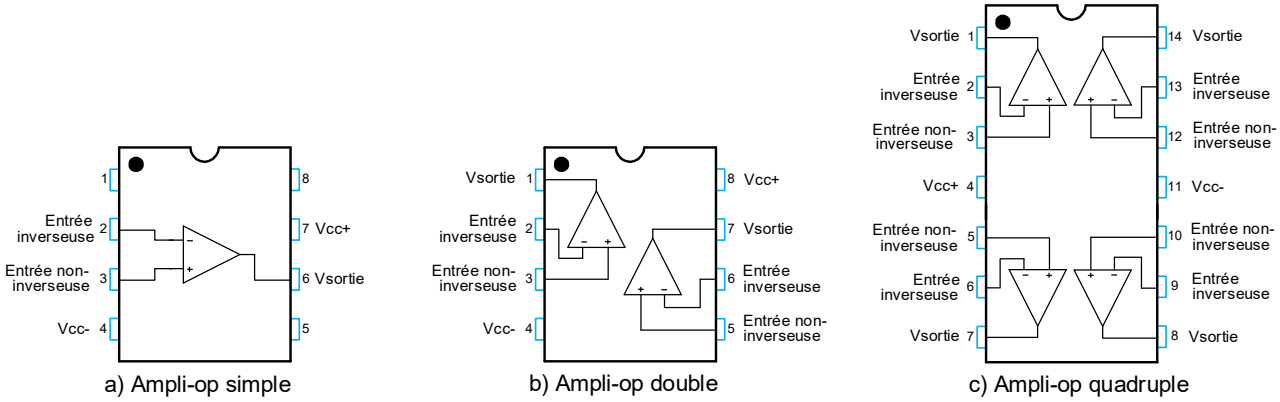


Figure 11-7 Brochage de différents ampli-op.

11.2.4 Alimentation d'un amplificateur opérationnel

L'amplis-op est un composant actif, par conséquent, il a besoin d'une d'alimentation externe. Les tensions d'alimentation sont nécessaires à la polarisation des transistors internes. La structure interne de l'ampli-op permet d'alimenter celui-ci de différentes manières. Les plus courantes sont :

- Alimentation bipolaire symétrique (+V_{CC} et -V_{CC}) (Figure 11-8a).
- Alimentation unipolaire (+V_{CC} et masse) (Figure 11-8b).

a) Alimentation bipolaire symétrique b) Alimentation unipolaire

Figure 11-8 Différents types d'alimentation de l'amplificateur opérationnel.

La configuration la plus courante est l'alimentation bipolaire. Généralement, les deux tensions d'alimentation, $+V_{CC}$ et $-V_{CC}$ sont symétriques par rapport à la masse. Cela permet un fonctionnement plus stable et efficace de l'ampli-op, et d'obtenir le maximum de dynamique offrant une meilleure linéarité dans le traitement des signaux. Pour la plupart des applications, on utilise les valeurs normalisées de ±12V et ±15 V.

La fiche signalétique de l'ampli-op LM741C présentée à la Figure 11-9 donne les valeurs de tension d'alimentation recommandées. La tension d'alimentation doit être comprise entre ±10 V et ±18 V. La tension d'alimentation suggérée nominale est ±15 V.

6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage (VDD-GND)	LM741, LM741A	±10	±15	±22	V
	LM741C	±10	±15	±18	

Figure 11-9 Extrait de la fiche technique du LM741C.
« Source : *Texas Instruments* »

Par convention, dans les schémas électriques des montages, on ne représente ni les tensions d'alimentation, ni la connexion à la masse.

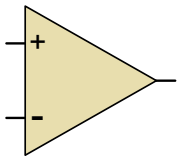


Figure 11-10 Modèle simplifié : Alimentations pas apparentes.

Remarque : lors de tout montage, assurez-vous de ne pas oublier de connecter les alimentations pour garantir le bon fonctionnement de l'ampli-op.

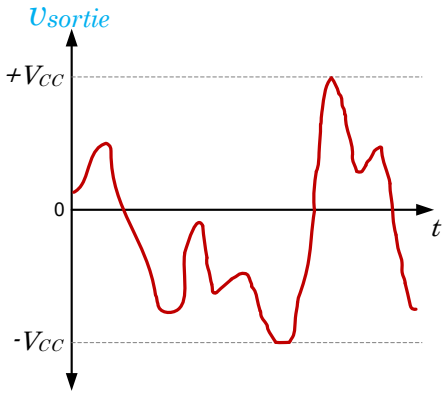
11.3 Principe de fonctionnement général

L'amplificateur opérationnel est un composant dont l'utilisation peut-être très simple, comme très compliquée, selon les applications. Dans le premier cas, nous verrons que quelques règles élémentaires et la loi d'Ohm suffisent pour l'analyse, dans l'autre, de sérieux éléments théoriques sont nécessaires. Dans cette section, nous présentons le principe de fonctionnement général, ainsi que les configurations possibles d'utilisation.

11.3.1 Modes de fonctionnement possibles

Nous rencontrons deux grands principes. Celui où la sortie est une fonction linéaire et celui où la sortie est saturée (Régime non-linéaire).

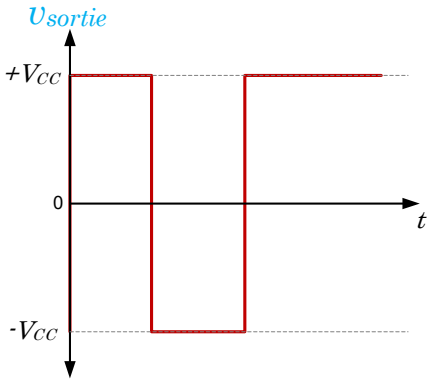
- En régime linéaire, la sortie évolue de manière continue entre les potentiels (+V_{CC} et -V_{CC}).



Alimentation bipolaire
$v_s \in [-V_{CC}; +V_{CC}]$
Alimentation unipolaire
$v_s \in [0; +V_{CC}]$

Figure 11-11 Mode de fonctionnement en régime linéaire.

- En régime non-linéaire (régime saturé), la sortie bascule d'un régime à l'autre : $V_{Sortie} = +V_{CC}$ ou $V_{Sortie} = -V_{CC}$).



Alimentation bipolaire
$v_s \in \{-V_{CC}; +V_{CC}\}$
Alimentation unipolaire
$v_s \in \{0; +V_{CC}\}$

Figure 11-12 Mode de fonctionnement en régime non-linéaire.

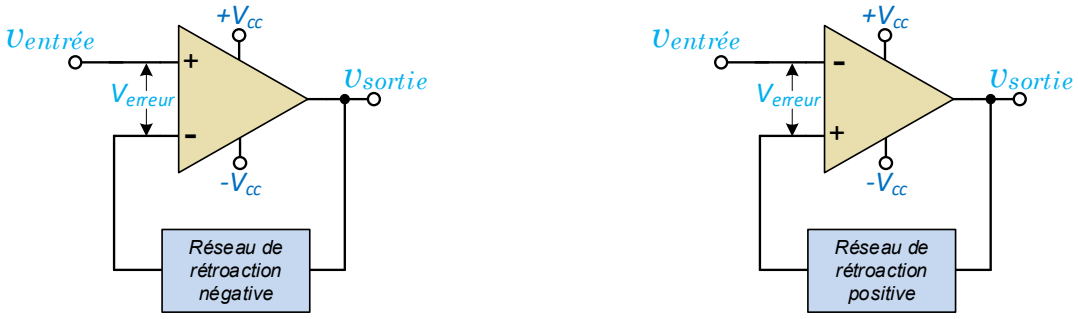
11.3.2 Différentes configurations

De façon générale, les nombreuses applications utilisant des amplificateurs opérationnels sont rassemblées dans deux configurations :

- Boucle fermée (rétroaction positive ou rétroaction négative);
- Boucle ouverte.

Boucle fermée

En boucle fermée, l'amplificateur opérationnel doit être utilisé en combinaison avec des éléments extérieurs qui ramènent une partie du signal de sortie vers l'une des deux entrées. Si la rétroaction est acheminée à l'entrée positive, on parle d'une *rétroaction positive* (« *positive feedback* »). En revanche, si elle est acheminée à l'entrée négative, on parle d'une *rétroaction négative* (« *negative feedback* »). Lorsqu'on réalise un circuit utilisant une rétroaction positive ou négative, on dit que l'ampli-op travaille en ***boucle fermée***, *bf* (*cl*, « *Closed Loop* » en anglais).



a) une rétroaction positive b) une rétroaction négative

Figure 11-13 Schéma en boucle fermée.

Boucle ouverte

À l'inverse, l'amplificateur opérationnel, sans circuit externe de rétroaction de la sortie vers l'entrée inverseuse ou non-inverseuse, est décrit comme étant en ***boucle ouverte***, *bo* (*ol*, « *Open Loop* » en anglais).

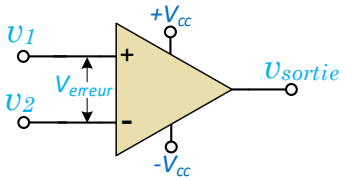


Figure 11-14 Schéma en boucle ouverte.

Régime linéaire

Le choix entre un montage en boucle fermée ou en boucle ouverte dépend des besoins spécifiques de l'application. Les amplificateurs opérationnels en boucle fermée sont conçus pour fonctionner de manière linéaire lorsque la rétroaction est négative. La rétroaction négative donne lieu à des montages stables dans la plupart des cas.

- Rétroaction négative (« *negative feedback* »).

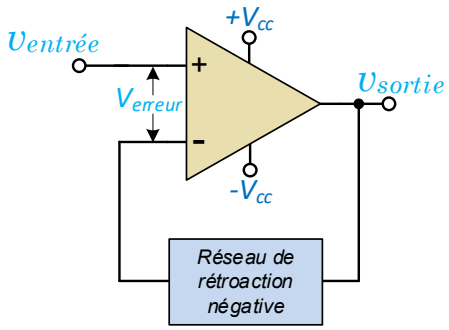
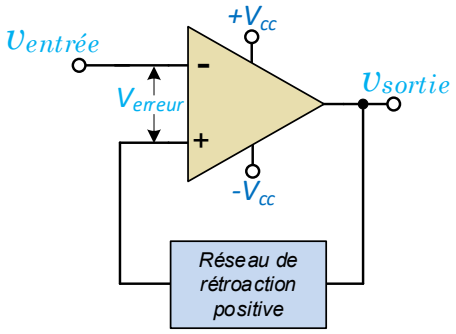


Figure 11-15 Schéma en régime linéaire.

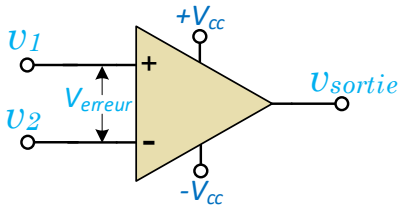
Régime non-linéaire (régime saturé)

Les montages en boucle ouverte, caractérisés par l'absence de rétroaction ou parfois par une rétroaction positive, présentent un intérêt particulier. L'amplificateur est en mode non linéaire si la rétroaction est positive ou s'il n'y a aucune rétroaction (*bo*).

- Rétroaction positive (positive feedback);
- Boucle ouverte.



a) Schéma en boucle fermée avec une rétroaction positive



b) Schéma en boucle ouverte

Figure 11-16 Schéma en régime non-linéaire (régime saturé).

Comme nous le verrons, un amplificateur opérationnel sera fréquemment utilisé en ramenant, à l'une de ses entrées (positive ou négative), le signal de sortie via un réseau de rétroaction. Dans certains cas, la boucle de rétroaction peut avoir lieu sur les deux entrées en même temps comme présenté à la Figure 11-17.

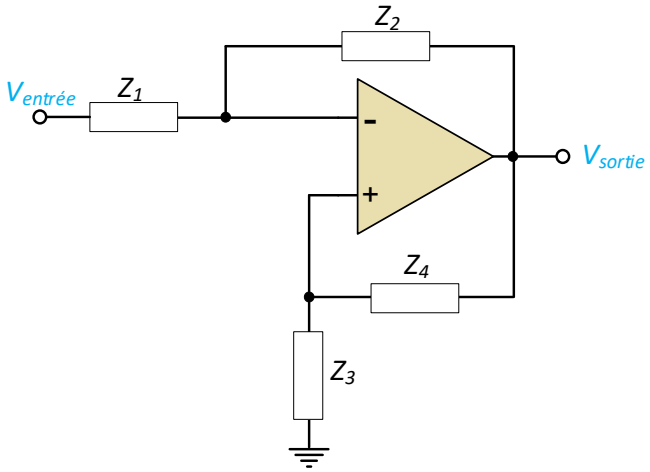


Figure 11-17 Rétroaction simultanée sur les deux entrées (+) et (-).

S'il y a deux rétroactions, l'ampli-op peut être aussi bien en régime linéaire qu'en régime de saturation. Dans ce cas, pour déterminer si le fonctionnement est linéaire ou non-linéaire, il est nécessaire d'analyser attentivement le circuit en considérant initialement l'amplificateur en mode linéaire. Cela permet de calculer la tension de sortie (V_{Sortie}) pour déterminer si elle est saturée ou non, c'est-à-dire en mode non-linéaire ou linéaire. Cependant, il convient de noter que parfois, il n'est pas toujours facile ou évident de réaliser cette analyse en raison de la complexité des circuits et des interactions entre les composants.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 11.1

Déterminez le mode de fonctionnement et le type de rétroaction des circuits de la Figure 11-18.

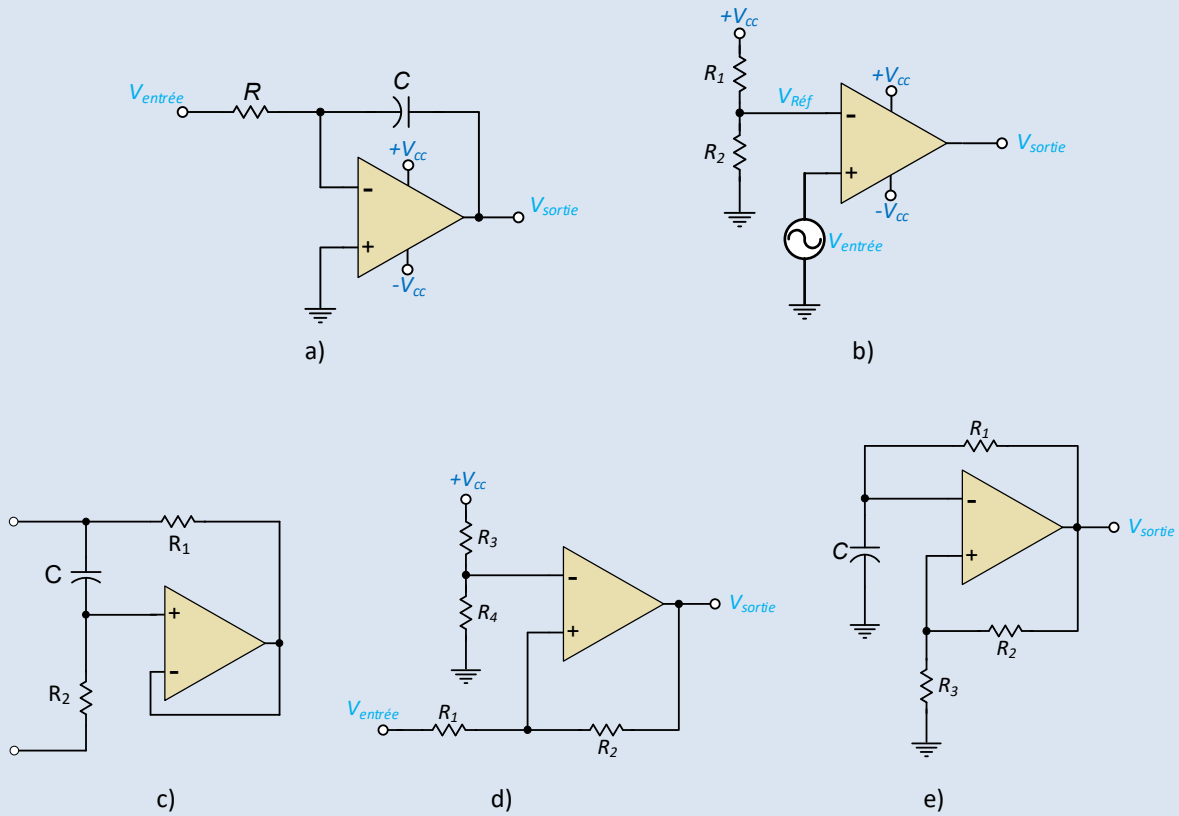


Figure 11-18 Exemple de montages avec amplificateur opérationnel.

Solution :

a) Linéaire avec rétroaction négative (boucle fermée).
b) Non-linéaire avec aucune rétroaction (boucle ouverte).
c) Linéaire avec rétroaction positive et négative (boucle fermée).
d) Non-linéaire avec rétroaction positive (boucle fermée).
e) Non-linéaire avec rétroaction positive et négative (boucle fermée).

11.4 Amplificateur opérationnel intégré

Comme précisé dans l'introduction, il n'est pas indispensable de connaître en détail la structure interne d'un amplificateur opérationnel pour en comprendre les principes de fonctionnement. Toutefois, pour des besoins d'analyse et de compréhension, il est utile de savoir que l'amplificateur différentiel constitue le circuit d'entrée de la plupart des amplificateurs opérationnels.

Dans cette section, nous n'effectuerons pas une analyse exhaustive de l'amplificateur différentiel, mais plutôt une introduction succincte de son fonctionnement. Le but est de mieux comprendre les caractéristiques et les limites de l'ampli-op, ainsi que les différences entre l'ampli-op idéal et l'ampli-op réel, afin d'avoir une vision plus complète de leurs performances.

11.4.1 Circuit interne

Comme nous l'avons dit plus haut, l'amplificateur opérationnel intégré µA709 fut le premier à être commercialisé à grande échelle. En 1968, en raison de meilleures performances tout en étant plus stable et plus simple à mettre en œuvre, le µA741 remplaça le µA709. La Figure 11-19 illustre le circuit interne de l'amplificateur opérationnel µA741.

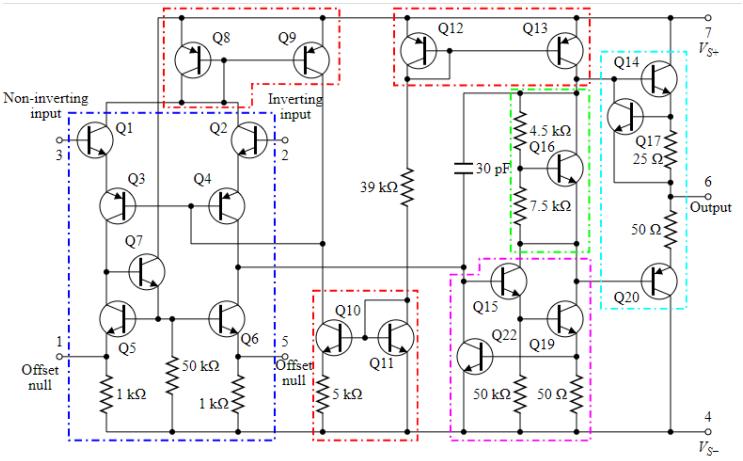


Figure 11-19 Circuit interne de l'amplificateur opérationnel intégré µA741.
« Source : *Wikipédia* »

Il est possible de représenter de manière simple le circuit interne par le symbole suivant :

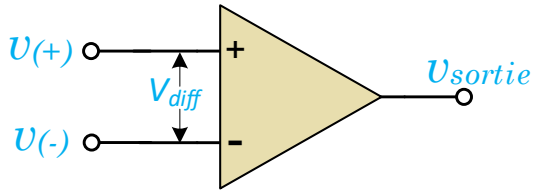


Figure 11-20 Amplificateur opérationnel intégré simplifié.

11.4.2 Amplificateur différentiel

Les amplificateurs différentiels à transistors sont couramment utilisés dans les circuits des amplificateurs opérationnel en raison de leur capacité à traiter deux signaux indépendants à leurs entrées grâce à leur conception symétrique. On trouve un de ces amplificateurs dans le schéma du 741, représenté dans l'encadré bleu de la Figure 11-19. Ce schéma présente un amplificateur opérationnel relativement complexe pour une étude de base. Dans le but de simplifier l'apprentissage des concepts fondamentaux, nous choisirons plutôt un circuit plus élémentaire pour notre analyse.

La Figure 11-21 représente un amplificateur différentiel simple. Ce circuit comprend deux étages émetteur-commun en parallèle, partageant la même résistance d'émetteur. Il possède deux d'entrées $V_{(+)}$ et $V_{(-)}$ (souvent appelé V_1 et V_2), et le signal de sortie est prélevé aux bornes de V_{CQ2} et V_{CQ1}.

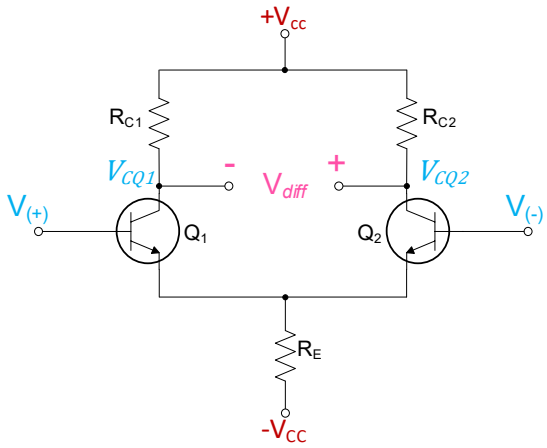


Figure 11-21 Amplificateur différentiel simple.

L'amplificateur différentiel, agissant comme étage d'entrée de l'ampli-op, est le circuit clé pour obtenir l'équation suivante :

$$V_{diff} = V_{(+)} - V_{(-)}$$

Équation 11-1 Tension différentielle.

En effet, son rôle est de fournir un signal de sortie proportionnel à la différence de potentiels des entrées. La tension de sortie est la différence entre les tensions de collecteur avec les polarités indiquées sur la Figure 11-21. Cette tension s'appelle la ***sortie différentielle***. Théoriquement, les transistors et les résistances de collecteur sont identiques.

Cette symétrie parfaite permet d'obtenir une tension de sortie V_{diff} nulle lorsque $V_{(+)} = V_{(-)}$ (ou au repos). Lorsque $V_{(+)} \neq V_{(-)}$, le fonctionnement peut être résumé comme suit :

- Si $V_{(+)} > V_{(-)}$ → La tension de sortie V_{diff} sera positive (polarités identiques à la Figure 11-21).
- Si $V_{(+)} < V_{(-)}$ → La tension de sortie V_{diff} sera négative (polarités inversées).

11.4.3 Amplificateur opérationnel idéal

Dans les applications traditionnelles, l'amplificateur opérationnel est souvent considéré comme idéal. Un amplificateur opérationnel idéal se distingue par les deux caractéristiques fondamentales suivantes :

- Les courants d'entrée sont nuls sur les deux entrées;
- La sortie ne dépend que de la tension différentielle d'entrée, nommée V_d.

Lorsque les deux entrées sont sollicitées, la tension de sortie V_S est donnée par le produit du gain en tension de l'amplificateur interne (A_{VD}) et de la tension différentielle (V_{diff} ou V_d) entre les deux entrées. Ainsi, pour un amplificateur opérationnel idéal, la relation s'écrit :

$$v_{Sortie} = A_{Vd} \cdot V_d$$

Équation 11-2

Où A_{Vd} est le *gain en tension statique* (en boucle ouverte) de l'amplificateur opérationnel.

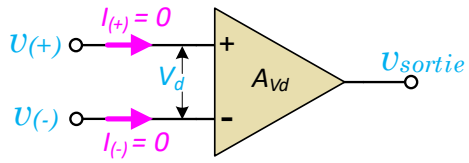


Figure 11-22 Amplificateur opérationnel idéal simplifié.

Nous avons vu antérieurement que

$$V_d = V_{(+)} - V_{(-)}$$

Équation 11-3 Tension différentielle.

Donc

$$v_{Sortie} = A_{Vd} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right)$$

Équation 11-4 Tension de sortie d'un ampli-op idéal.

Dans le cas d'un amplificateur parfait, on fait l'hypothèse que le gain en tension différentiel A_{Vd} ne dépend pas de la fréquence. Évidemment, on verra que pour un ampli-op réel cela ne sera pas possible et que pour les fréquences élevées le gain ne sera plus constant. De plus, on considère que la tension V_{Sortie} ne dépend d'aucun autre paramètre.

11.4.4 Amplificateur opérationnel en mode commun

Le modèle idéal présenté plus haut est suffisant pour analyser les montages qui seront présentés plus loin. Toutefois, il est bon de connaître au moins qualitativement les principaux défauts et limites du modèle idéal. En pratique, les amplificateurs opérationnels ont des limites en tensions, en courants et en fréquence. Les caractéristiques globales seront présentées dans les prochaines sections. Nous ne faisons ici que présenter l'imperfection de l'amplificateur différentiel ***en mode commun***.

Comme indiqué précédemment, l'amplificateur différentiel à transistor est fréquemment utilisé comme étage d'entrée dans un amplificateur opérationnel. Toutefois, l'une de ses principales limites réside dans l'imperfection en mode commun de cet amplificateur. Cela se réfère à sa tendance à amplifier de manière inégale les signaux présents simultanément sur ses deux entrées, appelés ***signaux en mode commun***.

Cela se produit en raison de déséquilibres ou d'asymétries dans les composants ou les paramètres de l'amplificateur différentiel, tels que des variations de courant de polarisation, des dispersions de composants ou des déséquilibres de température, qui entraînent une amplification non désirée des signaux en mode commun. La Figure 11-23 représente un amplificateur différentiel où chaque entrée reçoit la même tension d'entrée, qui est ici la masse, donc 0 V. Si l'amplificateur différentiel est parfaitement symétrique, il n'y a pas de tension de sortie car la tension $V_{(+)}$ est égale à la tension $V_{(-)}$.

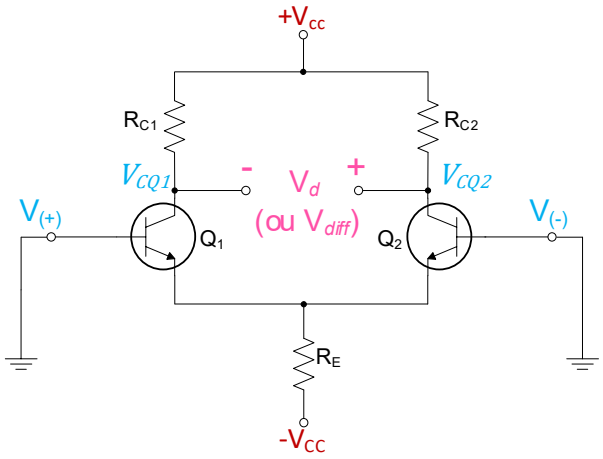


Figure 11-23 Amplificateur différentiel en mode commun.

Cependant, l'amplificateur différentiel n'est pas totalement équilibré, notamment en raison des différences entre les transistors Q_1 et Q_2, qui ne sont pas parfaitement identiques. Bien qu'ils soient supposés fonctionner de manière symétrique, ces deux transistors présentent des différences inévitables en raison de la fabrication, des caractéristiques thermiques et des variations de tension de base. Ces différences peuvent entraîner un déséquilibre dans les courants collecteurs, ce qui affecte la réponse de l'amplificateur.

De plus, d'autres composants comme les résistances et les capacités peuvent également présenter des tolérances et des écarts, contribuant ainsi au déséquilibre global du circuit. En conséquence, même si les signaux d'entrée sont identiques, la tension de sortie ne sera pas parfaitement nulle.

- Si $V_{(+)} = V_{(-)} \rightarrow$ $V_d \neq 0$???

Si on tient compte des imperfections de l'amplificateur différentiel, la relation qui définit la tension de sortie v_s pour un amplificateur opérationnel réel est la suivante :

$$v_s = A_{Vd} \cdot V_d + A_{Vmc} \cdot V_{mc}$$

Équation 11-5 Tension de sortie d'un ampli-op réel.

Où $\boldsymbol{A_{Vd}}$:est le gain en tension différentiel de l'amplificateur;
$\boldsymbol{V_d}$:est la tension différentielle de l'amplificateur;
$\boldsymbol{A_{Vmc}}$: est le gain en tension de mode commun;
$\boldsymbol{V_{mc}}$: est la tension de mode commun de l'amplificateur.

La tension en mode commun, générée par les imperfections, est définie comme la moyenne arithmétique des tensions présentes sur les deux entrées d'un amplificateur différentiel.

$$V_{mc} = \left(\frac{V_{(+)} + V_{(-)}}{2}\right)$$

Équation 11-6 Tension de mode commun.

Alors,

$$v_s = A_{Vd} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right) + \underbrace{A_{Vmc} \cdot \left(\frac{V_{(+)} + V_{(-)}}{2}\right)}_{\substack{Perturbations\ dues \\ au\ mode\ commun}}$$

Équation 11-7 Tension de sortie d'un ampli-op réel incorporant les perturbations.

En réalité, la tension de sortie ne consiste pas uniquement en l'amplification par le gain différentiel de la différence de tensions entre l'entrée non inverseuse et l'entrée inverseuse. Elle dépend également de la moyenne de ces deux tensions, appelée *tension de mode commun*.

Exemple 11.2

Déterminez la tension de sortie de l'ampli-op réel de la Figure 11-24.

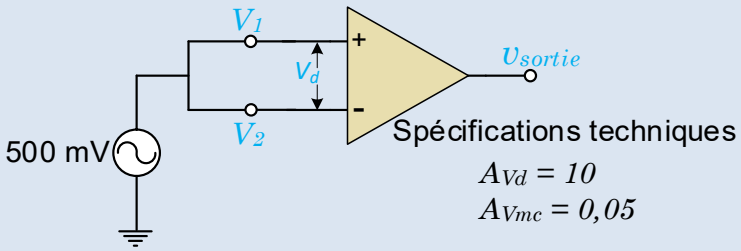


Figure 11-24 Amplificateur opérationnel réel.

Solution :

$$v_s = A_{Vd} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right) + A_{Vmc} \cdot \left(\frac{V_{(+)}+V_{(-)}}{2}\right)$$

$$v_s = 10 \cdot (500\ mV - 500\ mV) + 0{,}05 \cdot \left(\frac{500\ mV+500\ mV}{2}\right) = 25\ mV$$

$v_s = 25\ mV$ au lieu de 0 mV pour un ampli-op idéal

Exemple 11.3

Déterminez la tension de sortie de l'ampli-op réel de la Figure 11-25.

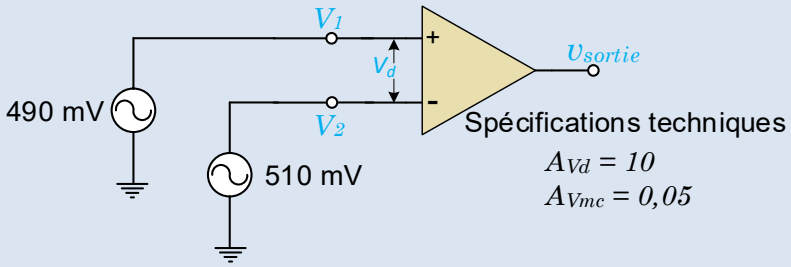


Figure 11-25 Amplificateur opérationnel réel.

Solution :

$$v_s = A_{Vd} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right) + A_{Vmc} \cdot \left(\frac{V_{(+)}+V_{(-)}}{2}\right)$$

$$v_s = 10 \cdot (490\ mV - 510\ mV) + 0{,}05 \cdot \left(\frac{490\ mV+510\ mV}{2}\right)$$

$$v_s = 10 \cdot (-20\ mV) + 0{,}05 \cdot (500\ mV) = -175\ mv$$

$v_s = -175\ mV$ au lieu de -200 mV pour un ampli-op réel (erreur de 12,5%)

Exemple 11.4

Déterminez la tension de sortie de l'ampli-op réel de la Figure 11-26.

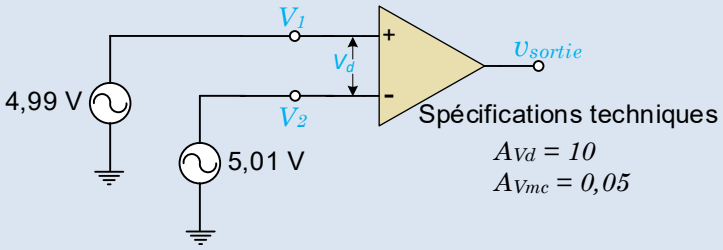


Figure 11-26 Amplificateur opérationnel réel.

Solution :

$$v_s = A_{Vd} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right) + A_{Vmc} \cdot \left(\frac{V_{(+)} + V_{(-)}}{2}\right)$$

$$v_s = 10 \cdot (4{,}99\ V - 5{,}01\ V) + 0{,}05 \cdot \left(\frac{4{,}99\ V + 5{,}010\ V}{2}\right)$$

$$v_s = 10 \cdot (-20\ mV) + 0{,}05 \cdot (5\ V) = +50\ mV$$

$v_s = +50\ mV$ au lieu de -200 mV pour un ampli-op réel (erreur de 125%)

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

11.4.5 Taux de réjection mode commun

La relation qui existe entre A_{Vd} et A_{Vmc} s'appelle le ***taux de réjection en mode commun*** (ou ***CMRR***, pour « *Common-Mode Rejection Ratio* »). Par définition, ce taux égal le rapport du gain en tension différentielle au gain en tension en mode commun. Mathématiquement, il s'exprime par la formule suivante :

$$CMRR = \frac{A_{Vd}}{A_{Vmc}}$$

Équation 11-8 Taux de réjection mode commun.

Les spécifications techniques donnent généralement le *CMRR* en décibels selon la relation suivante :

$$CMRR_{dB} = 20\ log\left(\frac{A_{Vd}}{A_{Vmc}}\right)$$

Équation 11-9 Taux de réjection mode commun en décibel.

Exemple 11.5

Calculez le *CMRR* et le $CMRR_{dB}$ de l'ampli-op de l'Exemple 11.2.

Solution :

$$CMRR = \frac{A_{Vd}}{A_{Vmc}} = \frac{10}{0{,}05} = 200$$

$$CMRR_{dB} = 20\ log(200) = +46\ dB$$ (C'est mauvais !!!)

Typiquement, un bon ampli-op standard a un $CMRR_{dB}$ d'au moins 100 dB ce qui correspond à un rapport A_{Vd}/A_{Vmc} = 105.

Exemple 11.6

Déterminez la tension de sortie de l'ampli-op réel de la Figure 11-27.

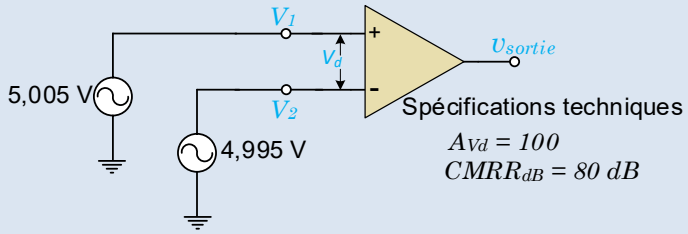


Figure 11-27 Amplificateur opérationnel réel.

Solution :

D'abord, il faut trouver A_{Vmc}

$$CMRR_{dB} = 20\ log\left(\frac{A_{Vd}}{A_{Vmc}}\right) = 20\ log\left(\frac{100}{A_{Vmc}}\right) = +80\ dB$$

$$4 = log\left(\frac{100}{A_{Vmc}}\right)$$

$$10^4 = \left(\frac{100}{A_{Vmc}}\right)$$

$$A_{Vmc} = 0{,}01$$

$$v_s = A_{Vd} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right) + A_{Vmc} \cdot \left(\frac{V_{(+)} + V_{(-)}}{2}\right)$$

$$v_s = 100 \cdot (5{,}005\ V - 4{,}995\ V) + 0{,}01 \cdot \left(\frac{5{,}005\ V + 4{,}995\ V}{2}\right)$$

$$v_s = 100 \cdot (100\ mV) + 0{,}01 \cdot (5\ V) = +1{,}05\ V$$

$v_s = +1{,}05\ V$ au lieu de +1 V pour un ampli-op réel (erreur de 5%)

En conclusion, le *CMRR* est la capacité de l'ampli-op de rejeter le signal en mode commun. En d'autres mots, le *CMRR* doit être le plus élevé possible afin de minimiser les perturbations qui influence les signaux d'entrées.

$$v_s = A_{Vd} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right) + \underbrace{A_{Vmc} \cdot \left(\frac{V_{(+)} + V_{(-)}}{2}\right)}_{\text{Perturbations dues au mode commun}}$$

0

Si *CMRR* très élevé

Si le *CMRR* est très élevé, les perturbations tendent vers 0.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

La fiche signalétique de l'ampli-op LM741C présentée à la Figure 11-28 donne une valeur nominale (typique) de *CMRR* égale à +95 dB.

6.5 Electrical Characteristics, LM741 (1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Common-mode rejection ratio	$R_S \leq 10\ \Omega$, $V_{CM} = \pm 12$ V, $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	80	95		dB

Figure 11-28 Extrait de la fiche technique du LM741C.
« Source : *Texas Instruments* »

Toutefois, il est important de noter que le *CMRR* se dégrade avec l'augmentation de la fréquence des tensions d'entrée. La Figure 11-29 illustre la détérioration du *CMRR* en fonction de l'augmentation de la fréquence.

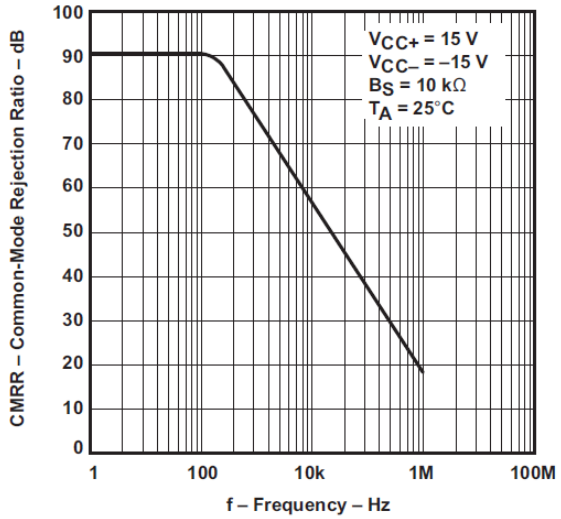


Figure 11-29 Extrait de la fiche technique du LM741C.
« Source : *Texas Instruments* »

Exemple 11.7

À l'aide de la Figure 11-29, déterminez le $CMRR_{dB}$ de l'ampli-op LM741C pour un signal d'entrée ayant une fréquence de 20 kHz.

Solution :

Selon le graphique, nous obtenons un $CMRR_{dB}$ d'environ +45 dB.

11.5 Paramètres fondamentaux de l'ampli-op

Dans cette section, nous abordons les différents paramètres fondamentaux pour l'étude expérimentale dédiée à l'amplificateur opérationnel. Ces paramètres incluent des caractéristiques telles que le gain en mode différentiel, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie.

11.5.1 Caractéristiques générales

La Figure 11-30 représente le diagramme fonctionnel de l'amplificateur opérationnel.

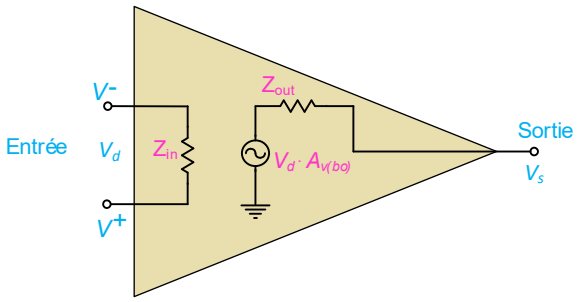


Figure 11-30 Diagramme fonctionnel de l'amplificateur opérationnel.

L'étude expérimentale utilisera, en premier lieu, l'équation de sortie de l'amplificateur opérationnel idéal.

$$V_{diff} = V_d = V_{(+)} - V_{(-)}$$

Équation 11-10

Pour l'amplificateur opérationnel idéal, la tension de sortie est donnée par :

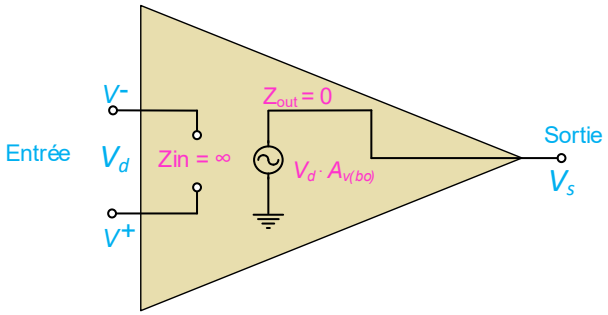
$$v_s = A_{V(bo)} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right)$$

Équation 11-11

Où ***A*V(bo)** : est le gain en boucle ouverte de l'ampli-op, sans unité (ou en dB, voir fiche technique).

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Les caractéristiques principales de l'amplificateur opérationnel idéal sont les suivantes.



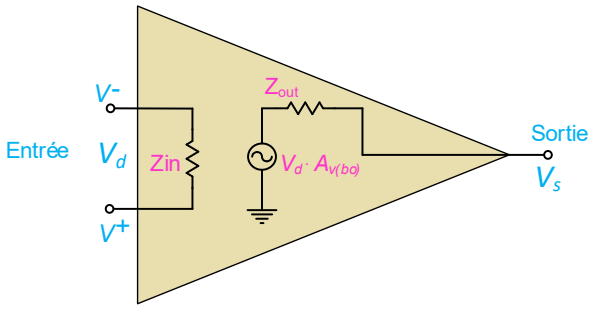
- Gain boucle ouverte = ∞
- Impédance d'entrée = ∞ Ω
- Impédance de sortie = 0 Ω
- Bande passante = ∞ Hz

Aussi,

- Gain en mode commun = 0
- La tension de décalage = 0 volt

Figure 11-31 Amplificateur opérationnel idéal en boucle ouverte.

Les caractéristiques principales de l'amplificateur opérationnel réel sont les suivantes.



- Gain boucle ouverte : Élevé
- Impédance d'entrée : Élevé
- Impédance de sortie : faible
- Bande passante : limitée

Aussi,

- Gain en mode commun : non nul
- La tension de décalage ≠ 0 volt

Figure 11-32 Amplificateur opérationnel réel en boucle ouverte.

11.5.2 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée, noté $Z_{Entrée\ (diff)}$ ou r_i, est définie comme la résistance totale entre les entrées de l'amplificateur opérationnel. Elle est principalement attribuée aux transistors d'entrée de celui-ci. De manière simplifiée, nous pouvons dire que cette résistance dépend principalement des caractéristiques intrinsèques des transistors utilisés dans sa configuration d'entrée, telles que leur résistance de base, leur courant de polarisation et leur gain en courant (β).

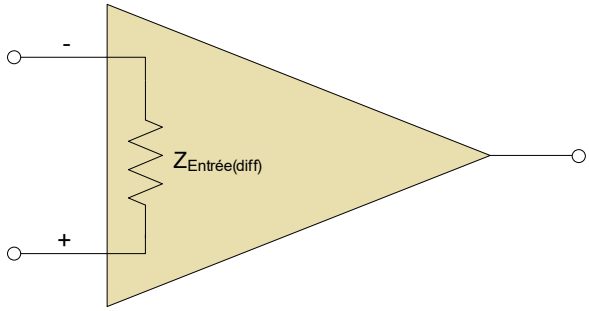


Figure 11-33 Représentation de l'impédance d'entrée d'un amplificateur opérationnel.

Un amplificateur opérationnel peut avoir une impédance d'entrée fort élevée. Ces résistances ont des valeurs comprises entre 10^5 et 10^{12} Ω suivant la technologie des transistors utilisés. À titre d'exemple, pour un ampli-op 741 : $Z_{Entrée(diff)}$ = 0,3 à 2 MΩ.

Electrical Characteristics: µA741C

at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm}$ = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS(1)	MIN	TYP	MAX	UNIT
r_i	Input resistance	25°C	0.3	2		MΩ

Figure 11-34 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA 741C.
« Source : *Texas Instruments* »

11.5.3 Impédance de sortie

L'impédance de sortie est définie comme étant la résistance dynamique vue par la borne de sortie de l'amplificateur opérationnel. La représentation de l'impédance de sortie est illustrée à la Figure 11-35. Une résistance de sortie trop élevée peut réduire le gain en tension, car elle forme un diviseur de tension avec l'impédance de sortie de l'amplificateur opérationnel et l'impédance d'entrée d'un autre circuit d'amplification (ou de la charge) connecté à sa sortie. Le lecteur pourra se référer au chapitre 7 (section 7.2.4) pour revoir les concepts liés à la manière dont les caractéristiques électriques du circuit amplificateur sont modifiées lorsqu'une source de signal est connectée à l'entrée d'un amplificateur et qu'une charge est branchée à sa sortie.

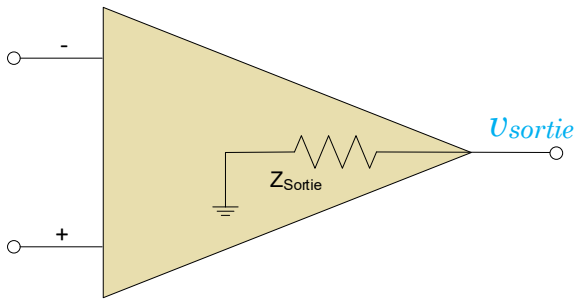


Figure 11-35 Représentation de l'impédance de sortie d'un amplificateur opérationnel.

L'impédance de sortie, notée Z_O *ou* r_o, d'un ampli-op n'est pas nulle. Elle vaut entre 50 Ω et 200 Ω. À titre d'exemple, pour un ampli-op 741 : $Z_{Sortie} = r_o$ = 75 Ω.

Electrical Characteristics: µA741C

at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm}$ = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS(1)		MIN	TYP	MAX	UNIT
r_o	Output resistance	V_O = 0; see(2)	25°C		75		Ω

Figure 11-36 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA 741C.
« Source : *Texas Instruments* »

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

11.5.4 Gain en tension en boucle ouverte

Le gain en tension en boucle ouverte (« *Open-Loop* » en anglais), A_{Vbo} ou A_{ol} ou A_{VD}, est le gain interne de l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte. Il est défini comme étant le rapport entre les variations de tension de sortie et les variations de tension présentes aux entrées. La Figure 11-37 illustre la représentation interne du gain en boucle ouverte d'un ampli-op.

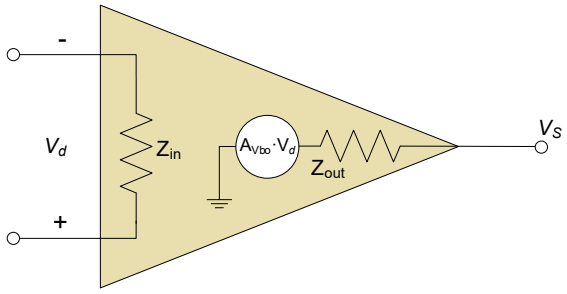


Figure 11-37 Représentation interne du gain en tension d'un amplificateur opérationnel.

La valeur du gain en boucle ouverte est exprimée en « V/mV » parfois en gain sans unité. À titre d'exemple, pour un ampli-op 741 : A_{VD} = 200 V/mV (ou 200 000).

Electrical Characteristics: µA741C

at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm}$ = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS[1]		MIN	TYP	MAX	UNIT
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2\ k\Omega$	25°C	20	200		V/mV
		V_O = ±10 V	Full range	15			

Figure 11-38 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA 741C.
« Source : *Texas Instruments* »

Par définition dans les tableaux des fiches techniques, le gain A_{bo} (ou A_{ol} ou A_{VD}) est mesuré sans rétroaction et normalement sans compensation. Toutefois, le gain varie avec la fréquence et diminue pour une augmentation de température. À cet effet, les compagnies fournissent dans les fiches techniques une courbe caractérisant la variation du gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence.

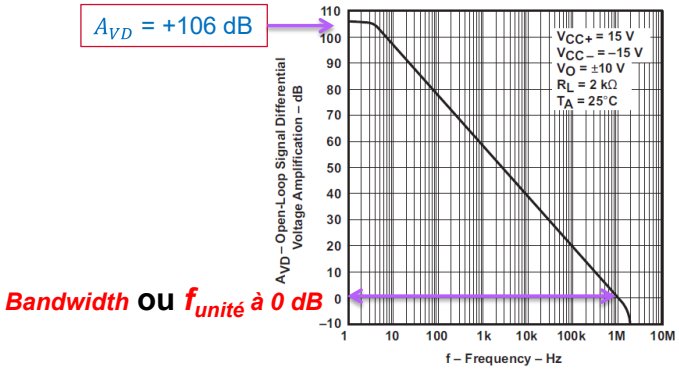


Figure 11-39 Représentation graphique du gain en tension en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel.

Nous verrons plus loin l'interprétation de cette courbe, mais pour l'instant, il suffit de dire qu'elle permet de déterminer le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel en fonction de la fréquence d'utilisation.

11.5.5 En résumé

En résumé, un amplificateur opérationnel parfait est un amplificateur de différence pur ayant un gain différentiel infini, rejetant parfaitement le mode commun, avec des impédances d'entrée infinies et une impédance de sortie nulle.

Cependant, dans la réalité, les ampli-op présentent des écarts par rapport à leur modèle idéal, en particulier en ce qui concerne leurs gains, leurs impédances d'entrée et de sortie. De plus, ils peuvent présenter des imperfections statiques et dynamiques telles qu'une tension de décalage, un courant de sortie maximum, une limitation de la bande passante en fonction du gain et une limitation de la vitesse d'évolution du signal en sortie, ce qui nécessite une attention particulière lors de la conception de circuits. Nous présenterons ces limites et imperfections dans la section 11.8.

Malgré ces défauts, le modèle idéal de l'amplificateur opérationnel est suffisant pour étudier la plupart des montages simples sans nécessiter de calculs laborieux et inutiles. Les amplificateurs réels se rapprochent suffisamment des amplificateurs opérationnels idéaux en ce qui concerne les impédances d'entrée et de sortie, ce qui permet des approximations avec une erreur minimale. Seul le comportement fréquentiel pose réellement un problème par rapport au modèle idéal.

Dans la section suivante, nous explorerons l'utilisation de l'amplificateur opérationnel idéal dans deux modes : en régime non linéaire (boucle ouverte) et en régime linéaire avec rétroaction négative (boucle fermée), en détaillant les règles propres à chaque mode.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

11.6 Utilisation de l'amplificateur opérationnel

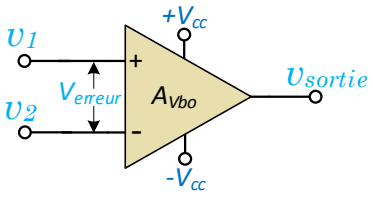
Dans cette section, nous abordons maintenant l'amplificateur opérationnel idéal dans deux modes distincts : en régime non linéaire (boucle ouverte) et en régime linéaire avec rétroaction négative (boucle fermée), tout en examinant les règles de fonctionnement propres à chacun de ces modes.

11.6.1 Ampli-op en régime non-linéaire (régime saturé)

Comme nous le verrons, un amplificateur opérationnel est généralement utilisé en boucle fermée, donc en régime linéaire. Mais auparavant, il est indispensable d'étudier l'ampli-op en boucle ouverte, c'est-à-dire comme un système sans rétroaction qui fournit une tension de sortie (v_{sortie}) lorsqu'on lui applique une tension différentielle entre les deux entrées, appelé V_{erreur} (appelé précédemment V_{diff} ou V_d).

L'amplificateur en boucle ouverte

L'amplificateur opérationnel idéal fournit une tension de sortie analogique qui est proportionnelle à la différence de tension entre ses deux bornes d'entrée. Donc



$$V_{erreur} = V_{(+)} - V_{(-)} = v_1 - v_2$$

$$v_{sortie} = V_{erreur} \cdot A_{Vbo}$$

Figure 11-40 Amplificateur opérationnel en boucle ouverte.

Dans le cas d'un amplificateur parfait, on fait l'hypothèse que les perturbations dues au mode commun sont négligeables. La Figure 11-41 illustre un schéma bloc de l'ampli-op en boucle ouverte.

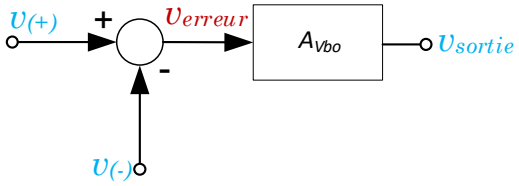


Figure 11-41 Schéma bloc d'ampli-op en boucle ouverte.

Exprimons la fonction de transfert en boucle ouverte de l'ampli-op,

$$v_{sortie} = v_{erreur} \cdot A_{vbo}$$

Équation 11-12

Et

$$v_{erreur} = v_{(+)} - v_{(-)}$$

Équation 11-13

Par substitution, on obtient,

$$\boxed{v_{sortie} = \left(v_{(+)} - v_{(-)}\right) \cdot A_{vbo}}$$

Équation 11-14

Nous savons que le gain en tension est exprimé comme le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée. Si l'on considère ($V_{(+)}$ - $V_{(-)}$) comme la tension d'entrée, nous obtenons :

$$\boxed{A_V = \frac{v_{\ sortie}}{\left(v_{(+)} - v_{(-)}\right)} = A_{vbo}}$$

Équation 11-15 Fonction de transfert (ou gain) de l'ampli-op en boucle ouverte.

Le gain en tension de l'ampli-op en boucle ouverte est le gain intrinsèque de l'amplificateur, soit A_{Vbo}. La plupart des amplificateurs opérationnels ont un gain en boucle ouverte (A_{vbo}) très élevé. Par conséquent, la sortie sera presque toujours saturée et égale à $\pm V_{CC}$.

Deux cas possibles :

- Si $V_{erreur} > 0 \rightarrow V_{sortie} = +V_{CC}$
- Si $V_{erreur} < 0 \rightarrow V_{sortie} = -V_{CC}$

La tension de sortie aura la même polarité que celle de l'entrée non-inverseuse (+) par rapport à la tension de l'entrée inverseuse (-). Quand le potentiel présent à l'entrée non-inverseuse sera plus positif que celui de l'entrée inverseuse, la tension à la sortie aura une polarité positive et quand le potentiel présent à l'entrée non-inverseuse sera plus négatif que celui de l'entrée inverseuse, la tension à la sortie aura une polarité négative.

Dans le cas où l'alimentation est unipolaire :

- Si $V_{erreur} > 0 \rightarrow V_{sortie} = +V_{CC}$
- Si $V_{erreur} < 0 \rightarrow V_{sortie} = 0$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 11.8

Déterminez la tension de sortie v_{sortie} de l'ampli-op réel de la Figure 11-42 en négligeant la perturbation en mode commun.

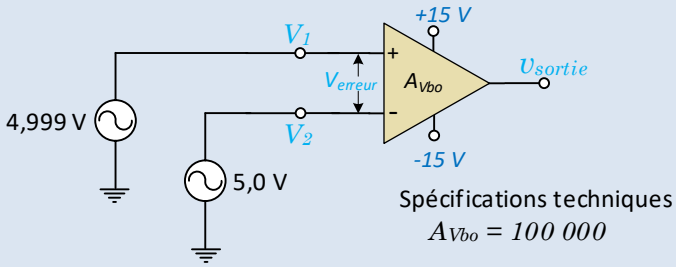


Figure 11-42 Amplificateur opérationnel réel.

Solution :

$$v_s = A_{Vbo} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right)$$

$$v_s = 100\ 000 \cdot (4{,}999\ V - 5{,}0\ V)$$

$$v_s = 100\ 000 \cdot (-1\ mV) = -100\ V$$

$v_s = -100\ V$ est une tension de sortie très élevée, mais surtout impossible avec une alimentation ±15 V. Par conséquent, la tension de sortie sera saturée à la tension maximale négative, soit -15 V.

Approximation de l'amplificateur idéal en mode non-linéaire

La Figure 11-43 présente la réponse réaliste (approximative) de l'ampli-op en boucle ouverte. Cette caractéristique de transfert illustre la tension de sortie v_{sortie} que donne l'ampli-op lorsque la tension différentielle (V_{erreur}) varie.

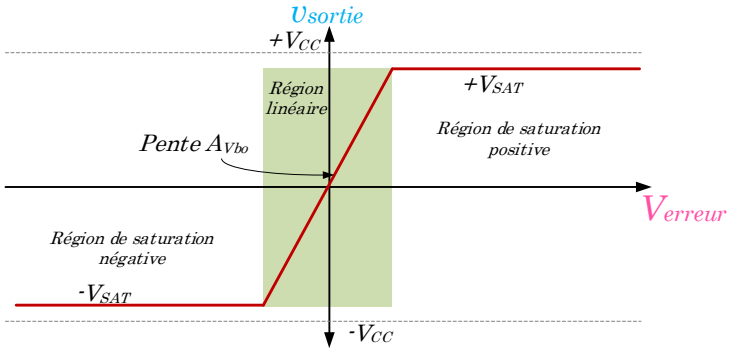


Figure 11-43 Caractéristique de transfert d'un ampli-op en régime statique.

On distingue trois régions de fonctionnement, suivant la valeur de la tension différentielle :

- Une région de saturation négative : v_{sortie} = -V_{SAT} pour $V_{erreur} \leq -V_{SAT}/A_{Vbo}$,
- Une région de saturation positive : v_{sortie} = +V_{SAT} pour $V_{erreur} \geq +V_{SAT}/A_{Vbo}$,
- Une région intermédiaire, pour $-V_{SAT}/A_{Vbo} < V_{erreur} < +V_{SAT}/A_{Vbo}$, qualifiée de linéaire.

On notera que la partie linéaire pour le signal d'entrée est restreinte de $-V_{SAT}/A_{Vbo}$ à $+V_{SAT}/A_{Vbo}$. En pratique, la largeur de la zone linéaire est de quelques millivolts :

$$\pm\frac{V_{SAT}}{A_{Vbo}} \cong \pm 0{,}1\ mV$$

Équation 11-16

Pour ce qui est de la tension de saturation, elle est voisine de celle de l'alimentation pour des valeurs supérieures à 10 V ($+V_{SAT} \cong$ Vcc - 1 V et $-V_{SAT} \cong$ –Vcc + 2 V).

Exemple 11.9

Déterminez la tension de sortie de l'ampli-op réel de la Figure 11-44 en négligeant la perturbation en mode commun.

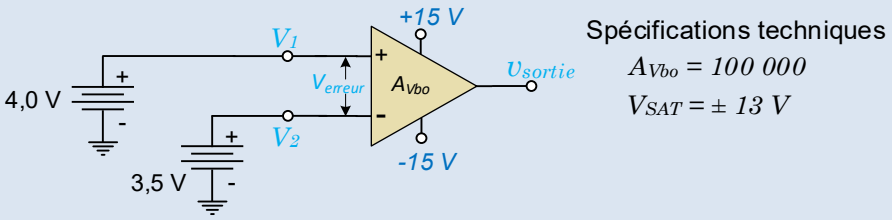


Figure 11-44 Amplificateur opérationnel réel.

Solution :

$$v_s = A_{Vbo} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right)$$

$$v_s = 100\ 000 \cdot (4{,}0\ V - 3{,}5\ V)$$

$$v_s = 100\ 000 \cdot (+500\ mV) = +50\ kV$$

$v_s = +50\ kV$ est une tension de sortie très élevée, mais surtout impossible avec une alimentation ±15 V. Par conséquent, la tension de sortie sera saturée à la tension maximale positive de saturation, soit +13 V.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

En résumé, diverses applications en régime non linéaire de l'amplificateur opérationnel sont disponibles. Voici quelques grandes familles d'applications en régime non linéaire :

- les comparateurs,
- les bascules (ou oscillateurs),
- les montages à diodes grands signaux ou générateurs de fonction,
- les montages à diodes petits signaux ou amplificateur logarithmique et exponentiel.

Certains circuits seront présentés dans les prochains chapitres.

11.6.2 Ampli-op en régime linéaire

La rétroaction négative (Feedback negative)

La rétroaction négative (ou contre-réaction négative) telle qu'illustrée à la Figure 11-45 est la comparaison continuelle de $V_{entrée}$ avec V_{sortie}; c'est-à-dire que, via un réseau de rétroaction on ramène à l'entrée inverseuse une portion du signal électrique présent à la sortie de l'amplificateur opérationnel (V_{sortie}) pour la comparer avec la tension d'entrée ($V_{entrée}$) présente sur l'entrée non-inverseuse. Le signal à l'entrée inverseuse est souvent appelé, la *tension de rétroaction*, V_r (ou V_f, de l'anglais « *feedback* »).

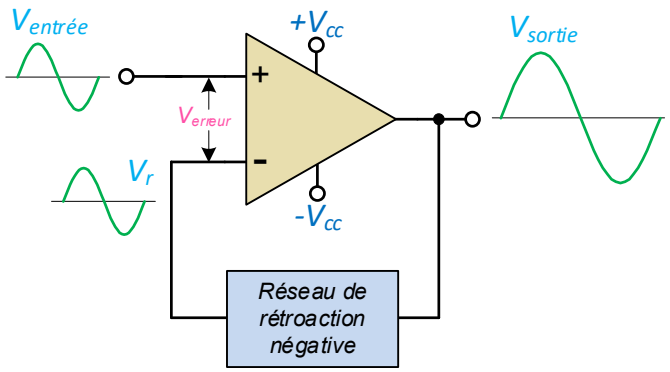


Figure 11-45 Amplificateur avec une rétroaction négative.

Le réseau de rétroaction négative peut contenir différents composants tels que des résistances, des condensateurs, des inductances, des diodes, ou d'autres éléments actifs tels que des transistors ou tout simplement un fil. Chaque composant utilisé dans le réseau de rétroaction négative joue un rôle spécifique dans le circuit, que ce soit pour ajuster le gain, filtrer les signaux, réguler la tension ou fournir une amplification ou un conditionnement de signal. Quelques circuits seront étudiés dans les prochains chapitres, au moment opportun.

La Figure 11-46 illustre un schéma bloc de l'ampli-op en boucle fermée avec une rétroaction négative.

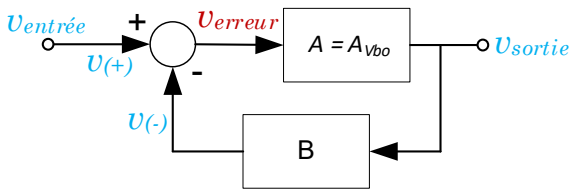


Figure 11-46 Schéma bloc d'ampli-op en boucle fermée avec une rétroaction négative.

Exprimons la fonction de transfert de ce schéma,

$$v_{\ sortie} = v_{erreur} \cdot A$$

Équation 11-17

Par substitution,

$$v_{erreur} = v_{(+)} - v_{(-)} = v_{entrée} - (v_{Sortie} \cdot B)$$

Équation 11-18

Et,

$$\frac{v_{Sortie}}{A} = v_{entrée} - (v_{Sortie} \cdot B)$$

Équation 11-19

$$v_{\ sortie}\left(\frac{1}{A} + B\right) = v_{entrée}$$

Équation 11-20

Trouvons le gain,

$$A_V = \frac{v_{\ sortie}}{v_{entrée}} = \frac{1}{\left(\frac{1}{A} + B\right)}$$

Finalement, après simplification, la fonction de transfert du montage est,

$$\boxed{A_V = \frac{v_{\ sortie}}{v_{entrée}} = \frac{A}{(1 + AB)}}$$

Équation 11-21 Fonction de transfert de l'ampli-op en boucle fermée avec rétroaction négative.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Par comparaison du schéma en boucle ouverte, on observe que la rétroaction négative a pour effet de réduire le gain global du système de A_{Vbo} à A/(1+AB). En retour, cela nous fournit un gain fixe et un circuit stable (linéaire). Nous verrons plus loin l'utilisation de cette fonction de transfert dans l'analyse et la conception de circuits à ampli-op.

Règles de simplification

Pour l'analyse des amplificateurs opérationnels en boucle fermée avec rétroaction négative, on utilise deux règles simples. Ces règles, basées sur les propriétés intrinsèques des amplificateurs opérationnels idéaux, découlent des caractéristiques idéales données à la section 11.4.3. L'utilisation de ces règles permet une analyse simplifiée et approximative des amplificateurs opérationnels en boucle fermée avec rétroaction négative, ce qui facilite la compréhension du comportement du système sans nécessiter une modélisation complexe des composants individuels. Cette approche est souvent privilégiée dans les premières phases d'analyse, offrant ainsi une représentation qui se rapproche de la réalité du comportement du système.

Premièrement, en raison de l'énorme gain de l'ampli-op (idéalement infini), une faible tension, même de l'ordre du millivolt, suffit pour faire varier la sortie sur toute son amplitude, de +Vcc à -Vcc. C'est pourquoi nous pouvons négliger cette petite tension. On dira donc ...

- **Règle #1**: La sortie va tout tenter pour réduire la tension différentielle d'entrée à zéro (V_{erreur} = 0).

Deuxièmement, les amplificateurs opérationnels nécessitent des courants d'entrée extrêmement faibles, généralement de l'ordre du nanoampère, voire du picoampère pour certains modèles. On peut donc dire ...

- **Règle #2** : Les entrées ne demandent aucun courant.

La Figure 11-47 résume les règles de simplification utilisées pour l'analyse des circuits comportant un ampli-op considéré idéal.

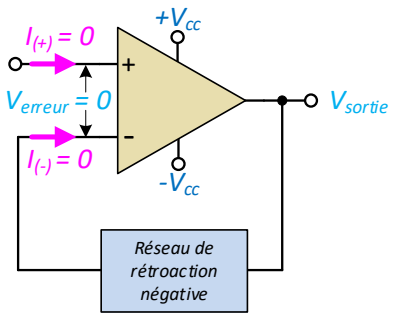


Figure 11-47 Règles de simplification aux fins d'analyse lors d'une rétroaction négative.

11.7 Circuits fondamentaux

Dans cette section, nous présenterons les trois circuits fondamentaux de l'amplificateur opérationnel à fonctionnement linéaire : l'amplificateur non-inverseur, l'amplificateur inverseur et l'amplificateur suiveur. Nous aborderons le calcul du gain par une démonstration mathématique, ainsi que les caractéristiques d'impédance d'entrée et de sortie associées à chaque configuration. Pour l'analyse, nous utiliserons l'idéalisation de l'ampli-op qui a été présenté à la section 11.6.2.

Tous les montages fondamentaux en régime linéaire vont être étudiés avec les hypothèses relatives au modèle de l'amplificateur opérationnel parfait telles que décrites ci-haut.

11.7.1 Montage sans inversion (non-inverseur)

Dans ce circuit, le signal est appliqué à l'entrée non-inverseuse (+) de l'amplificateur. Le réseau de rétroaction formée par un diviseur de tension (R_f et R_i) [note 2], ramène une portion du signal de sortie (v_{sortie}) sur l'entrée inverseuse (-). L'amplificateur opérationnel fonctionne donc en boucle fermée avec une rétroaction négative (boucle fermée). La Figure 11-48 illustre ce montage.

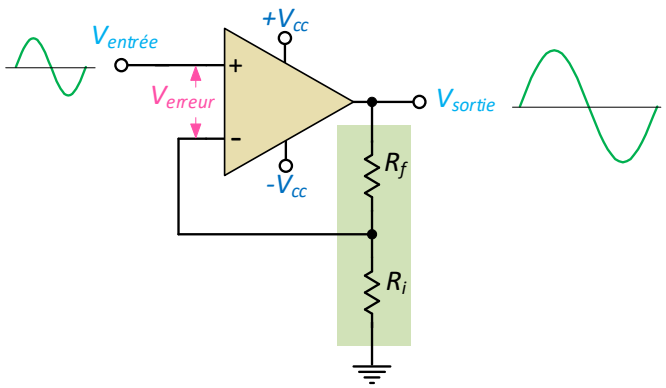


Figure 11-48 Amplificateur non-inverseur avec une rétroaction négative.

Il est important de mentionner qu'un montage non-inverseur fournit une tension de sortie en phase avec la tension d'entrée.

Analyse du circuit : Calcul du gain en tension

La Figure 11-49 illustre les courants et les tensions nécessaires pour effectuer le calcul du gain en tension d'un amplificateur non-inverseur en boucle fermée.

[2] Les lettres ***f*** et ***i*** représentent respectivement les termes anglais « *feedback* » (rétroaction) et « *input* » (entrée).

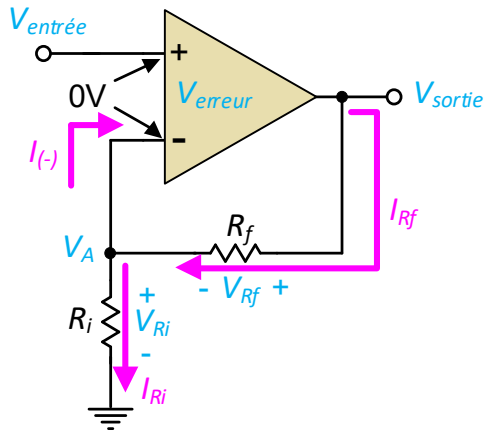


Figure 11-49 Courants et tensions dans l'amplificateur non-inverseur à ampli-op.

Nous savons que le gain en tension (A_V) est le rapport entre v_{sortie} et $v_{entrée}$.

$$A_V = \frac{v_{sortie}}{v_{entrée}}$$

Équation 11-22 Gain en tension.

L'idée principale de l'analyse est de formuler l'équation du gain en tension en fonction des composants du circuit. Pour l'analyse théorique de ce montage, nous allons utiliser les deux règles décrites précédemment.

Dans ce montage la tension différentielle (V_{erreur}) de l'ampli-op est nulle (règle I). On sait que $V_{erreur} = V_{(+)} - V_{(-)}$. Étant donné que $V_{(+)} = V_{entrée}$ et que $V_{(-)} = V_A$, donc $V_{entrée} - V_A = 0$, par conséquent, $V_A = V_{entrée}$. De plus, la tension aux bornes de la résistance R_i (V_{Ri}) est égale à la tension V_A. Alors

$$V_{Ri} = V_{entrée}$$

Équation 11-23

Par la loi d'Ohm,

$$V_{Ri} = I_{Ri} \cdot R_i$$

Équation 11-24

Alors, le courant dans la résistance R_i est,

$$I_{Ri} = \frac{V_{entrée}}{R_i}$$

Équation 11-25

Selon la loi de Kirchhoff en courant (au nœud A),

$$I_{Rf} = I_{Ri} + I_{(-)}$$

Équation 11-26

Mais d'après la règle 2, les courants d'entrées de l'ampli-op sont négligés, donc $I_{(+)} = I_{(-)} = 0$. De cette conséquence, nous avons :

$$I_{Rf} = I_{Ri}$$

Équation 11-27

Selon la loi de Kirchhoff en tension,

$$V_{sortie} = V_{Ri} + V_{Rf}$$

Équation 11-28

En substituant, l'Équation 11-24 dans l'Équation 11-28 et par la loi d'Ohm, nous obtenons,

$$V_{sortie} = V_{entrée} + I_{Rf} \cdot R_f$$

Équation 11-29

Mais, nous avons déterminé que $I_{Ri} = I_{Rf}$, alors

$$V_{sortie} = V_{entrée} + I_{Ri} \cdot R_f$$

Équation 11-30

En substituant, l'Équation 11-25 dans l'Équation 11-30, nous avons,

$$V_{sortie} = V_{entrée} + \frac{V_{entrée}}{R_i} \cdot R_f$$

Équation 11-31

Par la mise en évidence, on a

$$V_{sortie} = V_{entrée} \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right)$$

Équation 11-32

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Par définition, le gain est le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée, par conséquent

$$A_V = \frac{V_{sortie}}{V_{entrée}} = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right)$$

Équation 11-33

Le gain en tension du montage non-inverseur est donc

$$\boxed{A_V = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right)}$$

Équation 11-34 Gain en tension de l'amplificateur non-inverseur.

Ce montage est conçu pour agir comme un amplificateur avec un gain supérieur à 1. Dans un circuit non-inverseur utilisant un amplificateur opérationnel, le gain est déterminé par les valeurs des résistances R_f et R_i. En théorie, ce montage présente une amplification du signal d'entrée sans inverser sa phase, ce qui en fait un choix courant pour de nombreuses applications où une amplification est nécessaire sans altérer la phase du signal. Cependant, comme pour tout amplificateur, il est essentiel d'analyser les impédances d'entrée et de sortie.

Impédance d'entrée ($Z_{entrée}$) d'un montage non-inverseur

On a vu que l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel est généralement très élevée, typiquement de l'ordre de plusieurs mégaohms (l'infinie pour un ampli-op idéal). Sans aborder les calculs en profondeur, nous préciserons que l'impédance d'entrée du montage non-inverseur à ampli-op est donné par l'équation suivante :

$$Z_{Entrée(Non-Inv)} = (1 + A_{Vbo} \cdot B) \cdot Z_{Entrée(op-amp)}$$

Équation 11-35 Impédance d'entrée de l'amplificateur non-inverseur.

Où ***$Z_{Entrée(Non-inv)}$*** : est l'impédance d'entrée du montage, en Ohms [Ω];
$Z_{Entrée(op-amp)}$: est l'impédance d'entrée de l'ampli-op, en Ohms [Ω] (voir fiche technique);
A_{Vbo} : est le gain en boucle ouverte de l'ampli-op, sans unité (voir fiche technique);
B : est le facteur de gain de la rétroaction, sans unité.

Le facteur B est donné par la formule suivante :

$$B = \frac{R_i}{R_i + R_f}$$

Équation 11-36 Facteur B de l'amplificateur non-inverseur.

Impédance de sortie (Z_{sortie}) d'un montage non-inverseur

L'impédance de sortie de l'amplificateur opérationnel est généralement faible, typiquement de quelques dizaines d'ohms. Comme mentionné précédemment, nous évitons les calculs détaillés. L'expression de l'impédance de sortie du montage non-inverseur avec ampli-op est la suivante :

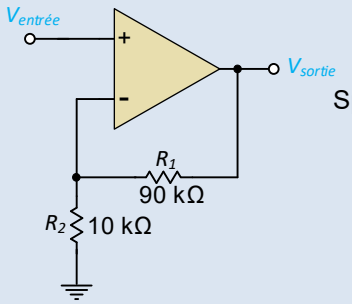
$$Z_{Sortie(Non-Inv)} = \frac{Z_{sortie(op-amp)}}{(1 + A_{Vbo} \cdot B)}$$

Équation 11-37 Impédance d'entrée de l'amplificateur non-inverseur.

Où $Z_{Sortie(Non-inv)}$: est l'impédance de sortie du montage, en Ohms [Ω];
$Z_{Sortie(op-amp)}$: est l'impédance de sortie de l'ampli-op, en Ohms [Ω] (voir fiche technique);
A_{Vbo} : est le gain en boucle ouverte de l'ampli-op, sans unité (voir fiche technique);
B : est le facteur de gain de la rétroaction, sans unité.

Exemple 11.10

Déterminez le gain en tension, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie de l'amplificateur de la Figure 11-50.



Spécifications techniques

$Z_{in} = 2\ M\Omega$
$Z_{out} = 100\Omega$
$A_{Vol} = 200\ 000$
$f_{unité} = 1,5\ MHz$

Figure 11-50 Amplificateur non inverseur.

Solution :

$$A_V = \frac{R_f}{R_i} + 1 = \frac{90\ k\Omega}{10\ k\Omega} + 1 = 10$$

$$B = \frac{R_i}{R_i + R_f} = \frac{10\ k\Omega}{10\ k\Omega + 90\ k\Omega} = 0{,}10$$

$$Z_{In(Non-Inv)} = (1 + A_{Vbo} \cdot B) \cdot Z_{In(op-amp)} = (1 + 200\ 000 \cdot 0{,}10) \cdot 2\ M\Omega = 40\ G\Omega$$

$$Z_{Out(Non-Inv)} = \frac{Z_{sortie(op-amp)}}{(1 + A_{Vbo} \cdot B)} = \frac{100\ \Omega}{(1 + 200\ 000 \cdot 0{,}10)} = 4{,}999\ m\Omega$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

11.7.2 Montage inverseur

Cet amplificateur fonctionne en boucle fermée, la rétroaction négative est réalisée grâce à la résistance de rétroaction (R_f). Cette résistance est placée entre la sortie de l'amplificateur opérationnel et l'entrée inverseuse. Contrairement à l'amplificateur non-inverseur, cet amplificateur inverse la polarité du signal d'entrée. Le signal d'entrée est appliqué au montage via une résistance d'entrée (R_i). La Figure 11-51 illustre ce montage.

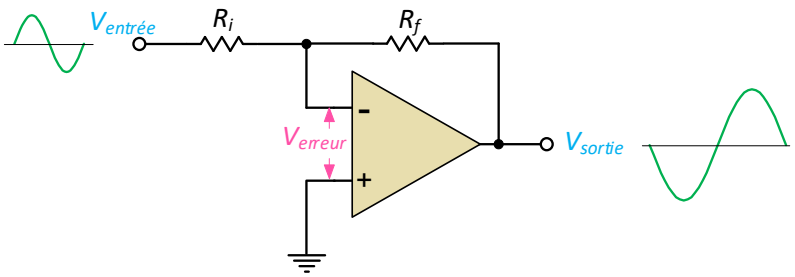


Figure 11-51 Amplificateur inverseur.

Un montage inverseur fournit une tension de sortie en déphasé de 180° avec la tension d'entrée.

Analyse du circuit : Calcul du gain en tension

La Figure 11-52 illustre les courants et les tensions nécessaires pour effectuer le calcul du gain d'un amplificateur non-inverseur en boucle fermée.

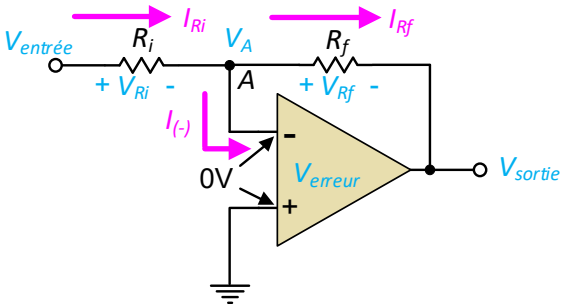


Figure 11-52 Courants et tensions dans l'amplificateur inverseur à ampli-op.

Dans le cas de l'amplificateur inverseur, la tension de l'entrée non-inverseuse est connectée à la masse dans ce montage, par conséquent, $V_{(+)} = 0$ V. Étant donné que $V_{(-)} = V_A$ et puisque l'entrée non-inverseuse est typiquement reliée à la masse, la tension différentielle (V_{erreur}) de l'ampli-op peut être exprimé ainsi, $V_{erreur} = V_{(+)} - V_{(-)} = 0$ V - $V_A = 0$ V (Règle I). Ce qui veut dire qu'en tout temps la tension au point A (V_A) est nulle. On l'appelle souvent un *point commun virtuel*.

Cette affirmation est très importante pour la suite de l'analyse du montage, car elle établit un point de référence fixe. En reconnaissant que la tension au point A est toujours nulle, nous pouvons simplifier les calculs et analyser plus facilement le comportement du circuit.

On constate que la chute de tension aux bornes de la résistance d'entrée R_i est

$$V_{Ri} = V_{entrée} - V_A = V_{entrée} - 0\,V = V_{entrée}$$

Équation 11-38

On retrouve ainsi la tension d'entrée aux bornes de R_i et

$$V_{Ri} = V_{entrée}$$

Équation 11-39

Par la loi d'Ohm,

$$V_{Ri} = I_{Ri} \cdot R_i$$

Équation 11-40

Par conséquence, le courant dans la résistance R_i est,

$$I_{Ri} = \frac{V_{entrée}}{R_i}$$

Équation 11-41

Selon la loi de Kirchhoff en courant (au nœud A),

$$I_{Rf} = I_{Ri} + I_{(-)}$$

Équation 11-42

Mais d'après la règle 2, les courants d'entrées de l'ampli-op sont négligés, donc $I_{(+)} = I_{(-)} = 0$. De cette conséquence, nous avons :

$$I_{Rf} = I_{Ri}$$

Équation 11-43

Selon la loi de Kirchhoff en tension,

$$V_{sortie} = V_A - V_{Rf} = -V_{Rf}$$

Équation 11-44

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Par la loi d'Ohm, nous obtenons,

$$V_{sortie} = - I_{Rf} \cdot R_f$$

Équation 11-45

Mais, nous avons déterminé que $I_{Ri} = I_{Rf}$, alors

$$V_{sortie} = - I_{Ri} \cdot R_f$$

Équation 11-46

En substituant, l'Équation 11-41 dans l'Équation 11-46, nous avons,

$$V_{sortie} = -\frac{V_{entrée}}{R_i} \cdot R_f$$

Équation 11-47

Par la mise en évidence, on a

$$V_{sortie} = -V_{entrée} \cdot \left(\frac{R_f}{R_i}\right)$$

Équation 11-48

Par définition, le gain est le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée, par conséquent

$$A_V = \frac{V_{sortie}}{V_{entrée}} = -\left(\frac{R_f}{R_i}\right)$$

Équation 11-49

Le gain en tension du montage non-inverseur est donc :

$$\boxed{A_V = -\left(\frac{R_f}{R_i}\right)}$$

Équation 11-50 Gain en tension de l'amplificateur inverseur.

Rappelons que le signe « - » indique une inversion de phase de 180° du signal d'entrée, et non un gain négatif.

Impédance d'entrée ($Z_{entrée}$) d'un montage inverseur

L'impédance d'entrée du montage inverseur à ampli-op est donné par l'équation suivante :

$$Z_{Entrée(Inv)} \cong R_i$$

Équation 11-51 Impédance d'entrée de l'amplificateur inverseur.

Où $Z_{Entrée(Inv)}$: est l'impédance d'entrée du montage, en Ohms [Ω];
R_i : est la résistance d'entrée du montage, en Ohms [Ω].

Impédance de sortie (Z_{sortie}) d'un montage inverseur

L'impédance de sortie du montage non-inverseur à ampli-op est donné par l'équation suivante :

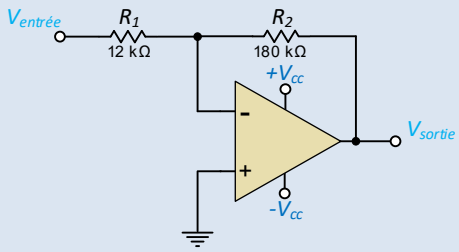
$$Z_{Sortie(Inv)} \cong Z_{sortie(op-amp)}$$

Équation 11-52 Impédance d'entrée de l'amplificateur inverseur.

Où $Z_{Sortie(Inv)}$: est l'impédance de sortie du montage, en Ohms [Ω];
$Z_{Sortie(op\text{-}amp)}$: est l'impédance de sortie de l'ampli-op, en Ohms [Ω] (voir fiche technique).

Exemple 11.11

Déterminez le gain en tension, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie de l'amplificateur de la Figure 11-53.



Spécifications techniques

$Z_{in} = 2\ M\Omega$
$Z_{out} = 100\Omega$
$A_{Vol} = 200\ 000$
$f_{unité} = 1{,}5\ MHz$

Figure 11-53 Amplificateur inverseur.

Solution :

$$A_V = -\frac{R_f}{R_i} = -\frac{180\ k\Omega}{12\ k\Omega} = -15$$

$$Z_{In(inverseur)} \cong R_i \cong 12\ k\Omega$$

$$Z_{Out(inverseur)} \cong Z_{sortie(op-amp)} \cong 100\ \Omega$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

11.7.3 Montage suiveur

Un amplificateur suiveur, également connu sous le nom de « *buffer* » en anglais, est un circuit électronique utilisé pour isoler une charge d'un circuit d'entrée, tout en maintenant la même tension que celle appliquée à son entrée. En d'autres termes, il a un gain en tension unitaire (1), ce qui signifie que la tension de sortie est pratiquement égale à la tension d'entrée. Le montage suiveur a une très grande impédance d'entrée qui est égale à la résistance intrinsèque de l'amplificateur opérationnel.

Le rôle de ce circuit est de servir *d'interface* entre une source de signal et une charge. Il est conçu pour isoler une charge du circuit d'entrée, ce qui évite tout effet de charge indésirable. Son impédance d'entrée est élevée, tandis que son impédance de sortie est faible. La Figure 11-54 illustre ce montage.

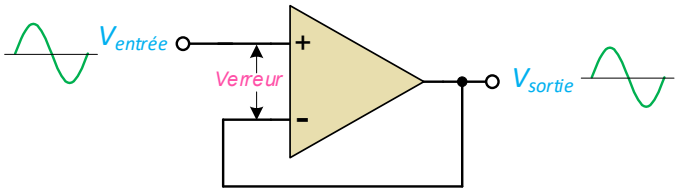


Figure 11-54 Amplificateur suiveur.

Analyse du circuit : Calcul du gain en tension

La Figure 11-55 illustre les courants et les tensions nécessaires pour effectuer le calcul du gain d'un amplificateur suiveur en boucle fermée.

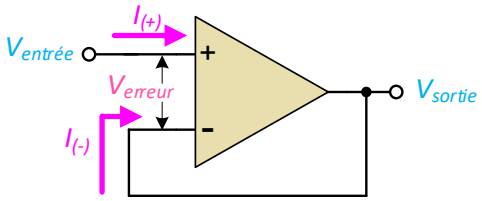


Figure 11-55 Courants et tensions dans l'amplificateur suiveur à ampli-op.

L'analyse du montage suiveur est très simple. Dans ce montage, nous avons $V_{(+)} = V_{Entrée}$ et $V_{(-)} = V_{Sortie}$ Puisque $V_{erreur} = V_{(+)} - V_{(-)} = 0$ V (Règle I), on obtient,

$$V_{sortie} = V_{entrée}$$

Équation 11-53

Le gain en tension du montage suiveur est donc :

$$\boxed{A_V = 1}$$

Équation 11-54

Impédance d'entrée ($Z_{entrée}$) d'un montage suiveur

L'impédance d'entrée du montage suiveur à ampli-op est donné par l'équation suivante :

$$Z_{Entrée(Suiveur)} = (1 + A_{Vbo}) \cdot Z_{Entrée(op-amp)}$$

Équation 11-55 Impédance d'entrée de l'amplificateur suiveur.

Où $Z_{Entrée(Non-inv)}$: est l'impédance d'entrée du montage, en Ohms [Ω];
$Z_{Entrée(op-amp)}$: est l'impédance d'entrée de l'ampli-op, en Ohms [Ω] (voir fiche technique);
A_{Vbo} : est le gain en boucle ouverte de l'ampli-op, sans unité (voir fiche technique).

Impédance de sortie (Z_{sortie}) d'un montage suiveur

L'impédance de sortie du montage non-inverseur à ampli-op est donné par l'équation suivante :

$$Z_{Sortie(Suiveur)} = \frac{Z_{sortie(op-amp)}}{(1 + A_{Vbo})}$$

Équation 11-56 Impédance d'entrée de l'amplificateur suiveur.

Où $Z_{Sortie(Non-inv)}$: est l'impédance de sortie du montage, en Ohms [Ω];
$Z_{Sortie(op-amp)}$: est l'impédance de sortie de l'ampli-op, en Ohms [Ω] (voir fiche technique);
A_{Vbo} : est le gain en boucle ouverte de l'ampli-op, sans unité (voir fiche technique).

11.7.4 Conclusion

Ces trois circuits constituent des outils indispensables dans une gamme étendue d'applications, offrant ainsi une base solide pour des réalisations électroniques diversifiées et sophistiquées. En somme, la maîtrise des calculs et des principes sous-jacents à ces trois circuits fondamentaux de l'amplificateur opérationnel s'avérera précieuse dans l'analyse et la conception de nombreux autres montages électroniques avec des amplificateurs opérationnels.

11.8 Limites et imperfections d'un ampli-op

Le modèle idéal de l'amplificateur opérationnel peut être utilisé pour l'étude des amplificateurs opérationnels utilisés en très basse fréquence, avec des signaux de sortie supérieure à 1 volt et un gain en tension en boucle fermée faible, sans se soucier des imperfections.

Cependant, dès que la fréquence du signal d'entrée augmente et que la tension de sortie est faible les nombreuses imperfections se manifestent. Dans ces circonstances, il est important de connaître leurs origines afin de choisir l'ampli-op dont les caractéristiques intrinsèques seront les mieux adaptées en fonction de l'utilisation souhaitée.

Les imperfections qui se regroupent suivant deux catégories :

- ***Imperfections statiques*** (« *DC electrical characteristics* »), qui apparaissent au repos (pas de variations).

- ***Imperfections dynamiques*** (« *AC electrical characteristics* »), qui apparaissent pour des signaux variables.

Afin de faciliter l'analyse, nous présentons dans cette section les différents paramètres limites et les imperfections de l'amplificateur opérationnel séparément, tout en gardant à l'esprit que certains de ces paramètres peuvent interagir entre eux.

11.8.1 Imperfections statiques

La qualité de fabrication des amplificateurs opérationnels modernes fait que les imperfections statiques sont très faibles, mais elles se manifestent tout de même de façon nuisible dans le cas de certains montages.

Courant de polarisation d'entrée I_{iB}

Dans l'analyse d'un amplificateur opérationnel idéal, nous avons fait l'hypothèse que les courants d'entrée étaient négligeables. Néanmoins, en pratique, des courants d'entrée sont présents au niveau de l'ampli-op, généralement désignés sous le terme de *courants de polarisation*. Le courant de polarisation d'entrée d'un amplificateur opérationnel fait référence au courant qui circule dans les entrées de l'amplificateur lorsque aucune tension n'est appliquée à ses entrées. Si cet étage est rigoureusement symétrique, nous avons des courants identiques ($I_{C1} = I_{C2}$ dans le cas de transistors bipolaires et $I_{D1} = I_{D2}$ pour des transistors à effet de champ). Dans le cas des entrées avec BJT, comme les deux entrées ont leurs bases flottantes, il est nécessaire de leur fournir un courant de polarisation afin qu'ils soient polarisés. Le courant I_{iB} est donc le courant de polarisation (« *Bias* », I_{BIAS}) des bases.

Selon le type de transistors utilisés (PNP ou NPN), les courants peuvent prendre des directions différentes, soit entrantes soit sortantes. Dans le cas des transistors à effet de champ, bien que minimes (courant de fuite), ces courants ont un sens spécifique dépendant du canal utilisé (N ou P). La Figure 11-56 illustre ces sens de courants.

a) Courants de polarisation entrants b) Courants de polarisation sortants

Figure 11-56 Modélisation des courants d'entrée.

En pratique, comme il existe une dissymétrie inéluctable, les courants de polarisation sont différents. Les constructeurs définissent alors le courant de polarisation comme étant la moyenne des deux courants lorsque la tension de sortie est nulle :

$$I_{IB} = \frac{I_{(+)} + I_{(-)}}{2} \Big|_{v_{sortie}=0V}$$

Équation 11-57 Courants de polarisation d'un ampli-op.

Ce courant est généralement très faible, de l'ordre du picoampère (pA) à quelques nanoampères (nA), mais il peut être important dans certaines applications sensibles où une très faible consommation d'énergie est requise.

Le courant de polarisation d'entrée est souvent spécifié dans les caractéristiques techniques de l'amplificateur opérationnel, car il peut avoir un impact sur les performances du circuit, notamment en termes de précision et de stabilité. En pratique : I_{BIAS} est souvent négligé. À titre d'exemple, pour un ampli-op uA741C : I_{IB} = 80 nA (typique).

Electrical Characteristics: µA741C

at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm}$ = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS(1)		MIN	TYP	MAX	UNIT
I_{IB}	Input bias current	V_O = 0	25°C		80	500	nA
			Full range			800	

Figure 11-57 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA741C.
« Source : *Texas Instruments* »

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Courant de décalage d'entrée

Le courant de décalage d'entrée (I_{IO}), parfois désigné sous le nom de *courant d'offset d'entrée* (« *Input Offset Current* »), représente la différence entre les courants de polarisation des bases. Il découle de l'asymétrie de l'étage différentiel d'entrée, principalement due à l'appariement des deux transistors (différence du gain en courant β). Son expression est :

$$I_{IO} = \left| I_{IB(+)} - I_{IB(-)} \right|$$

Équation 11-58 Courant de décalage d'entrée d'un ampli-op.

Où $I_{IB(+)}$ et $I_{IB(-)}$ représentent les courants de polarisation des entrées (+) et (-).

Idéalement, ce courant devrait être nul, mais en raison des différences inhérentes entre les deux transistors du circuit différentiel d'entrée de l'amplificateur opérationnel et de leurs polarisations légèrement distinctes, un courant de décalage subsiste entre les deux entrées.

Ce courant est de l'ordre de 5 à 500 nA. Par exemple, pour un ampli-op uA741C : I_{IO} = ±20 nA (valeur typique).

Electrical Characteristics: µA741C

at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm}$ = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS[1]		MIN	TYP	MAX	UNIT
I_{IO}	Input offset current	V_O = 0	25°C		20	200	nA
			Full range			300	

Figure 11-58 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA741C.
« Source : *Texas Instruments* »

Effet des courants de polarisation et de décalage

Cet effet se traduit généralement par une influence sur les tensions de sortie des amplificateurs opérationnels, surtout dans les configurations à gain élevé, où il crée un déséquilibre entre les tensions d'entrée, engendrant ainsi une tension de décalage à la sortie de l'ampli-op. Dans des applications sensibles telles que les amplificateurs de mesure ou les amplificateurs de précision, cette tension de décalage peut entraîner des erreurs significatives. À titre d'exemple, la tension de sortie pour un montage inverseur (Figure 11-59b) est modifiée lorsque l'on prend en compte l'influence des courants de polarisation :

$$v_s = \underbrace{-\frac{R_f}{R_i} \cdot v_e}_{\substack{Relation\ de\ l'inverseur \\ avec\ ampli-op\ idéal}} \underbrace{- R_1 R_f \cdot I_{(+)} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_f} \right) + R_f \cdot I_{(-)}}_{\substack{\text{Perturbations causées par} \\ \text{les imperfections des courants}}}$$

Équation 11-59 Tension de sortie avec l'effet des courants de polarisation et de décalage d'un montage inverseur. (Voir l'annexe E pour plus de détails)

Compensation de l'influence des courants

Pour minimiser l'influence des courants de polarisation et de décalage, il faut placer des impédances identiques sur chaque entrée d'un montage avec ampli-op. Pour compenser l'effet de polarisation en courant des entrées, une résistance R_1 est ajoutée en série avec l'entrée (+) de l'amplificateur non-inverseur (Figure 11-59a). Une compensation similaire est faite sur l'amplificateur inverseur (Figure 11-59b).

a) Amplificateur non-inverseur. b) Amplificateur inverseur

Figure 11-59 Compensation pour minimiser l'influence des courants de polarisation et de décalage.

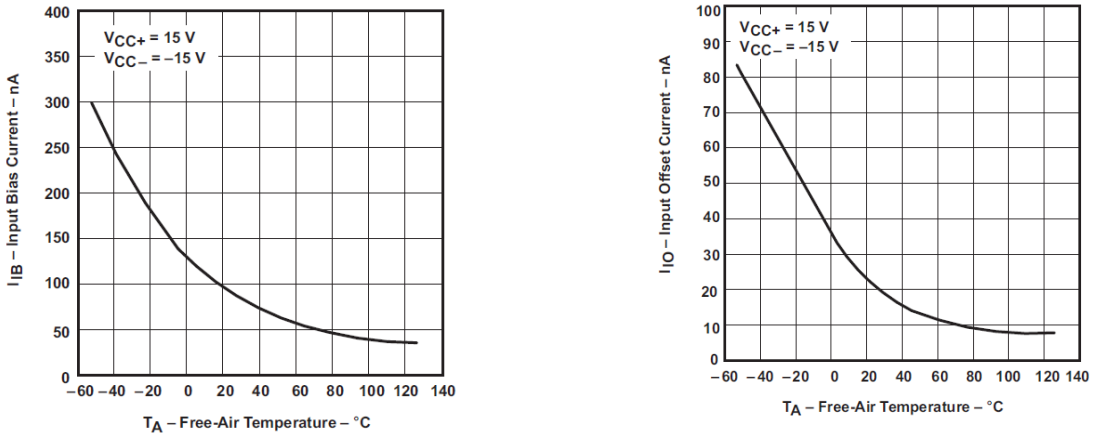
La valeur approximative de la résistance R_1 est :

$$R_1 = R_i \parallel R_f$$

Équation 11-60 Résistance de compensation de l'effet de polarisation d'entrée d'un ampli-op. (Voir l'annexe E pour plus de détails)

Dérive des courants de polarisation et de décalage

La dérive thermique des courants de polarisation et de décalage d'un amplificateur opérationnel est un phénomène inhérent qui résulte de variations de température, de la variation de la tension d'alimentation et le temps (vieillissement de l'ampli-op). Cette dérive peut influencer les performances de l'ampli-op au fil du temps et des changements de température, nécessitant souvent des mesures de compensation pour maintenir la précision et la stabilité du circuit. La Figure 11-60 représente l'évolution du courant de polarisation et du courant de décalage en fonction de la température pour un amplificateur opérationnel uA741C.



a) courant de polarisation b) Courant de décalage

Figure 11-60 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA741C.
« Source : *Texas Instruments* »

Tension de décalage d'entrée

En plus du courant de décalage (I_{IO}), il existe une tension de décalage (V_{IO}) (« *Input Offset Voltage* ») entre les deux entrées de l'ampli-op. Pour un ampli-op idéal, si la tension V_{Erreur} est nulle, la tension de sortie est nulle. Dans un ampli-op réel, lorsque les entrées sont reliées à la masse, la tension de sortie V_{Sortie} n'est pas nulle (Figure 11-61). Cette tension présente à la sortie de l'amplificateur est causée par l'imperfection du circuit d'entrée. La tension d'entrée de décalage (V_{IO}), amplifiée par le gain A_{VbO}, induit une tension de sortie non nulle. Cette tension, lors de certaines applications tels les circuits d'un instrument de mesure, cause des erreurs importantes.

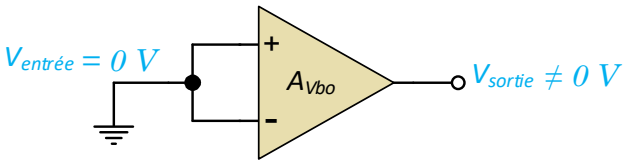


Figure 11-61 Effet de la tension de décalage d'un ampli-op.

La tension de décalage est donnée par :

$$V_{IO} = I_{IO} \cdot Z_{Entrée}$$

Équation 11-61

L'erreur créée par la tension de décalage V_{IO} est amplifiée par le gain A_{Vbo} de l'ampli-op et apparaît à la sortie, selon le calcul :

$$\Delta V_S = V_{S\,(erreur)} = A_{Vbo} \cdot V_{IO} = A_{Vbo} \cdot (I_{IO} \cdot Z_{Entrée})$$

Équation 11-62

À titre d'exemple, pour un ampli-op uA741C : V_{IO} = ± 1 mV (typique) à ± 6 mV (max).

Electrical Characteristics: µA741C

at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm}$ = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS[1]		MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	V_O = 0	25°C		1	6	mV
			Full range			7.5	

Figure 11-62 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA741C.
« Source : *Texas Instruments* »

Effet de la tension de décalage

Pour un amplificateur opérationnel, lorsqu'il fonctionne en boucle fermée par rétroaction négative et que l'on met les entrées à zéro, la sortie est nulle. Ceci en pratique n'est pas possible à cause des erreurs statiques et en particulier à cause de la tension de décalage. Par exemple, la tension de sortie pour un montage inverseur (Figure 11-59b) est modifiée lorsque l'on prend en compte l'influence de la tension de décalage :

$$v_s = \underbrace{-\frac{R_f}{R_i}\cdot v_e}_{\substack{Relation\ de\ l'inverseur \\ avec\ ampli-op\ idéal}} - \underbrace{\varepsilon\cdot\left(1-\frac{R_f}{R_i}\right)}_{\substack{\text{Perturbations causées par} \\ \text{l'imperfection dela tension}}}$$

où $$\varepsilon = V_{(+)} - V_{(+)}$$

Équation 11-63 Tension de sortie avec l'effet de la tension de décalage d'un montage inverseur.
(Voir l'annexe F pour plus de détails)

Compensation de l'influence de la tension de décalage

Les manufacturiers pourvoient habituellement à cette lacune en équipant les amplificateurs opérationnels de broches supplémentaires. Ces broches, nommées « *annulation de décalage* » (en anglais, « *offset null* »), permettent la correction de la tension de décalage. Ces broches servent généralement à brancher un potentiomètre externe permettant une calibration précise de la sortie. Cet ajustement est de l'ordre d'une dizaine de millivolts. Pour les ampli-op qui ne disposent pas de telles entrées, on utilise généralement un circuit d'ajustement de décalage standard (« *offset balance* ») pour régler la tension de sortie. Nous examinerons ce type de circuit externe permettant d'ajuster la tension de décalage au chapitre 14.

La Figure 11-63 présente un exemple répandu d'un circuit utilisé pour corriger la tension de décalage d'un amplificateur opérationnel, lequel est équipé de broches spécifiquement prévues à cet effet.

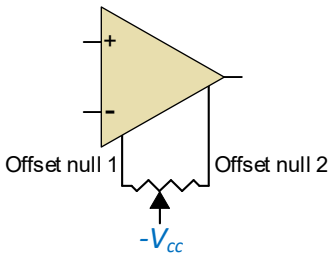


Figure 11-63 Circuit de correction typique de la tension de décalage d'un ampli-op.

Le courant de court-circuit à la sortie

La limite du courant de court-circuit à la sortie d'un amplificateur opérationnel se réfère à la valeur maximale de courant que l'amplificateur peut fournir à sa sortie lorsqu'elle est court-circuitée à la masse. En d'autres mots, l'ampli-op possède une protection interne qui limite le courant de sortie. C'est le courant de court-circuit maximal à la sortie (I_{OS}) (« *Output short-circuit current* »).

En général, ce courant dépend de la structure interne de l'amplificateur opérationnel et de la charge. Pour illustrer ce phénomène, considérons le schéma du montage non-inverseur alimentant une charge R_L, illustré à la Figure 11-64. Dans ce montage, l'ampli-op utilisé a un courant limite de court-circuit de 30 mA.

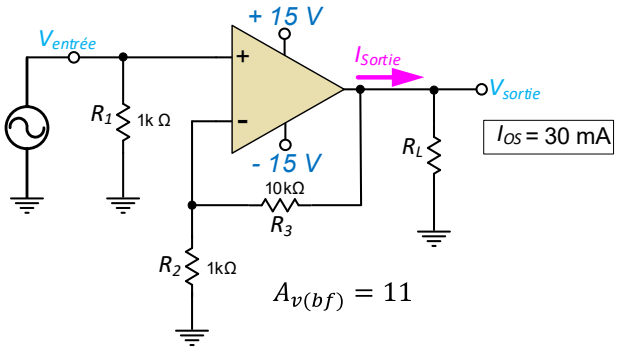


Figure 11-64 Circuit non-inverseur avec une résistance de charge.

On sait que le gain en tension de ce montage est :

$$A_V = \frac{R_f}{R_i} + 1 = \frac{10\ k\Omega}{1\ k\Omega} + 1 = 11$$

Pour un signal d'entrée de 1 $V_{crête}$, la tension de sortie sera,

$$V_{sortie} = V_{entrée} \cdot A_V = 1\ V_{crête} \cdot 11 = 11\ V_{crête}$$

Maintenant, si la valeur de la résistance de charge est de 1 kΩ, le courant de sortie que devra fournir l'ampli-op sera de,

$$I_{Sortie} = \frac{V_{sortie}}{R_{Charge}} = \frac{11\ V_{crête}}{1\ k\Omega} = 11\ mA$$

Avec une limite de courant de court-circuit fixée à 30 mA et une demande de seulement 11 mA, l'ampli-op peut aisément fournir le courant requis par la charge. Toutefois, si la résistance de la charge était de 100 Ω, le courant de sortie atteindrait 110 mA, ce qui déclencherait le système de protection et limiterait le courant de sortie à 30 mA. En plus de déformer la forme d'onde du signal de sortie, cela pourrait également causer une surchauffe des composants internes de l'amplificateur opérationnel et éventuellement conduire à sa destruction. En conclusion, l'amplificateur ne peut dépasser le courant maximum permis par le manufacturier.

Par exemple, pour un ampli-op uA741C, la valeur typique de I_{OS} est de ± 25 mA. Il est important de préciser que le signe plus ou moins indique la direction du courant de sortie, qui peut être soit entrant, soit sortant.

Electrical Characteristics: µA741C

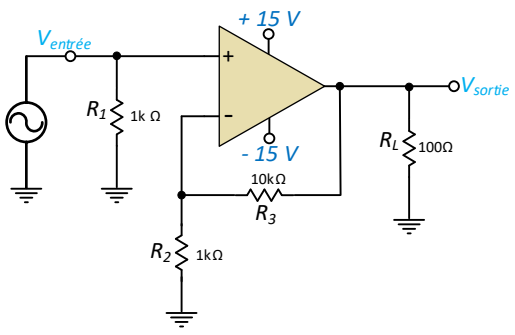
at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm}$ = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS(1)	MIN	TYP	MAX	UNIT
I_{OS}	Short-circuit output current	25°C		±25	±40	mA

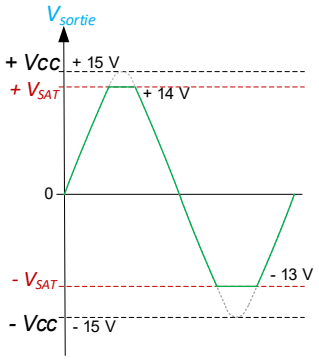
Figure 11-65 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA741C.
« Source : *Texas Instruments* »

Excursion du signal de sortie

L'excursion du signal de la sortie (V_{OM}) (« *Output Voltage Swing* ») est l'excursion maximum possible de tension de la sortie. En pratique, il existe des pertes de tensions dans l'ampli-op. Ces pertes sont surtout causées par les chutes de tensions aux bornes des jonctions PN (≈ 0,6 V). Ces pertes sont d'environ 1 ou 2 volts de moins que les tensions d'alimentation.



a)



b)

Figure 11-66 Effet de l'excursion du signal de sortie d'un ampli-op.

Toutefois, comme il n'y a pas de symétrie entre la sortie et les alimentations, + V_{CC} et -V_{CC}, ces pertes ne seront pas symétriques. Par exemple, un ampli-op peut atteindre dans le positif +Vcc - 1V mais dans le négatif -Vcc + 2V. Donc, si son alimentation était ±15V, son excursion de tension possible à sa sortie serait de -13V à +14V. En d'autres termes, la tension de sortie doit être comprise entre la tension de saturation positive ($+V_{sat}$) et la tension de saturation négative ($-V_{sat}$), ne pouvant dépasser les limites définies par ces valeurs. La Figure 11-66b illustre ce phénomène.

À titre d'exemple, pour un ampli-op uA741C : V_{OM} = ± 14 V (valeur typique) dans le meilleur des cas.

Electrical Characteristics: µA741C

at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm}$ = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS[1]		MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	R_L = 10 kΩ	25°C	±12	±14		V
		R_L ≥ 10 kΩ	Full range	±12			
		R_L = 2 kΩ	25°C	±10			
		R_L ≥ 2 kΩ	Full range	±10			

Figure 11-67 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA741C.
« Source : *Texas Instruments* »

Les constructeurs fournissent parfois un graphique de la valeur de la tension de sortie disponible en fonction de la résistance de charge pour une alimentation imposée. La Figure 11-68 illustre cette disponibilité pour un ampli-op uA741C.

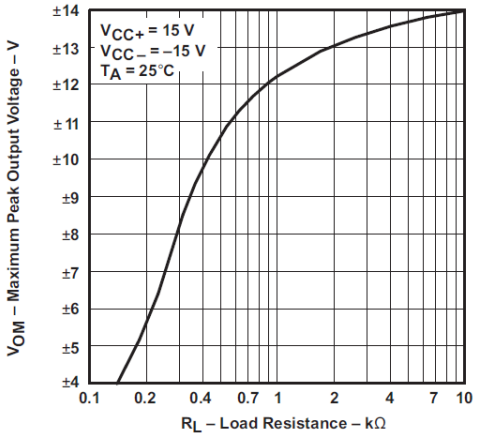


Figure 11-68 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA741C.
« Source : *Texas Instruments* »

11.8.2 Imperfections dynamiques

Ces imperfections apparaissent lors de l'utilisation en régime variable. Nous verrons qu'en présence de signaux de faible amplitude, la bande passante de l'ampli-op n'est pas illimitée. De même, avec des signaux de plus grande amplitude, la capacité de l'ampli-op à suivre rapidement les variations rapides (ou hautes fréquences) de tension d'entrée est limitée, ce qui entraîne une distorsion de la tension de sortie.

Limitation de la bande passante en fonction du gain

On disait précédemment qu'un amplificateur opérationnel idéal possédait un gain et une bande passante infinie. L'amplificateur pratique a, de toute évidence, des limites. La structure interne de l'amplificateur opérationnel, caractérisée par ses trois étages à transistors opérant comme des filtres passe-bas de premier ordre, conduit globalement à un filtre d'ordre supérieur. Cette configuration accroît le risque d'instabilité de l'ampli-op, pouvant se manifester par des oscillations non souhaitées. Pour prévenir cette instabilité, les fabricants compensent certains ampli-op en intégrant un condensateur (exemple 30 pF pour le 741, voir Figure 11-19), le transformant ainsi en un circuit équivalent à un filtre passe-bas de premier ordre.

Le rôle de ce condensateur est donc d'éliminer les oscillations en sortie pouvant apparaître sous certaines conditions. En formant un circuit RC (filtre passe-bas), ce condensateur est à l'origine des imperfections dynamiques de l'ampli-op. En premier lieu, cette compensation introduit des limitations dans la bande passante disponible, en particulier en réduisant le gain en boucle ouverte aux hautes fréquences. La Figure 11-69 montre le gain en boucle ouverte (sans contre-réaction) en fonction de la fréquence. Il est à remarquer que le gain maximal est de 100 000 et la fréquence de coupure, de seulement 10 Hz.

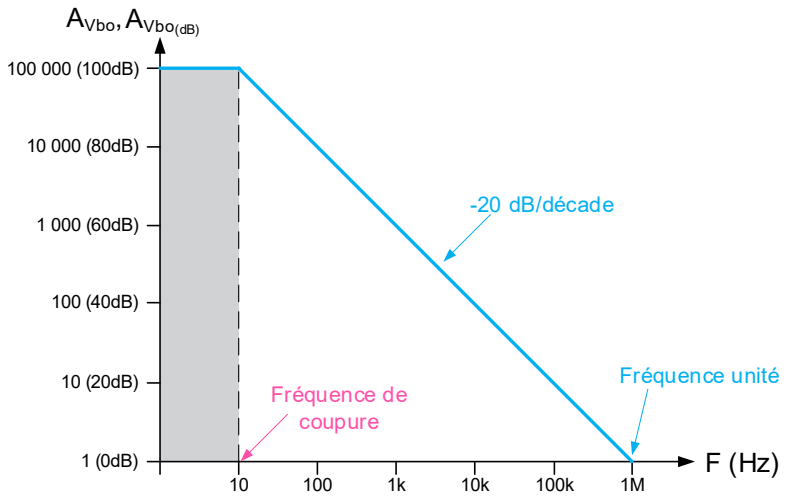


Figure 11-69 Courbe de réponse en fréquence typique d'un amplificateur opérationnel.

On remarque encore que plus la fréquence augmente, plus le gain en boucle ouverte diminue. La décroissance est de – 20 dB par décade (ou – 6 dB par octave). Le graphique s'arrête lorsque le gain est unitaire. On nomme ce gain: *gain unité* (ou *Fréquence unité*). Par définition, la fréquence à ce gain unité ($f_{unité}$) est la fréquence à laquelle le gain en tension égale 1 (0 dB). Sur la courbe de la Figure 11-69, $f_{unité}$ = 1 MHz.

Produit gain - bande passante (GBP)

Le produit gain-bande passante (GBP) (ou GBW, de l'anglais « *Gain-bandwidth product* ») est le gain en boucle ouverte ($A_{V(BO)}$ ou $A_{V(OL)}$) de l'ampli-op multiplié par la bande passante, exprimé en Hz. Cette valeur est généralement une constante. Comme la courbe de réponse en fréquence (Figure 11-69) a une pente linéaire de -20 dB par décade, nous avons la relation suivante :

$$GBP = Gain \cdot BP = f_{unité}$$

Équation 11-64

Où ***GBP*** : est le produit gain – bande passante, en Hertz [Hz];
BP : est la bande passante de l'ampli-op, en Hertz [Hz];
Gain : est le gain en boucle ouverte de l'ampli-op, sans unité (voir fiche technique);
$f_{unité}$: est la fréquence à laquelle le gain en tension égale 1 (0 dB), en Hertz [Hz].

C'est grâce à ce constat qu'on peut calculer la bande passante d'un amplificateur opérationnel en fonction du gain. Tout le long de la pente du graphique, le GBP vaut $f_{unité}$ (Figure 11-70).

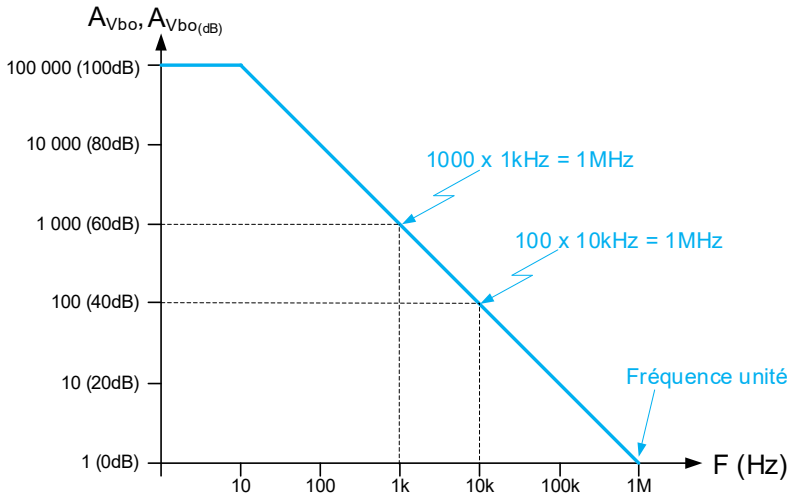


Figure 11-70 Gain x bande passante de la courbe de réponse en fréquence typique d'un ampli-op.

Prenons l'exemple d'un amplificateur qui a un gain en tension de 1000, cela se traduit par une bande passante (ou fréquence de coupure) de 1 kHz. Par conséquent, le produit du gain (1000) par la bande passante (1 kHz) équivaut à 1 MHz, cela équivaut à $f_{unité}$.

La fréquence unité dans les fiches techniques des amplificateurs opérationnels est généralement exprimé par le produit gain x bande passante (GBW). Cela peut être indiqué sous forme d'une seule valeur dans un tableau ou dans un graphique montrant la relation entre le gain et la bande passante sur une plage de fréquences. À titre d'exemple, pour un ampli-op TL081 : *GBW* = 5,25 MHz (typique).

Electrical Characteristics: TL08xH

For $V_S = (V_{CC+}) - (V_{CC-}) = 4.5$ V to 40 V (±2.25 V to ±20 V) at $T_A = 25°C$, $R_L = 10$ kΩ connected to $V_S / 2$, $V_{CM} = V_S / 2$, and $V_{O\ UT} = V_S / 2$, unless otherwise noted.

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
FREQUENCY RESPONSE						
GBW	Gain-bandwidth product			5.25		MHz

Figure 11-71 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel TL081.
« Source : *Texas Instruments* »

La Figure 11-72 montre la courbe du gain en tension en boucle ouverte du uA741.

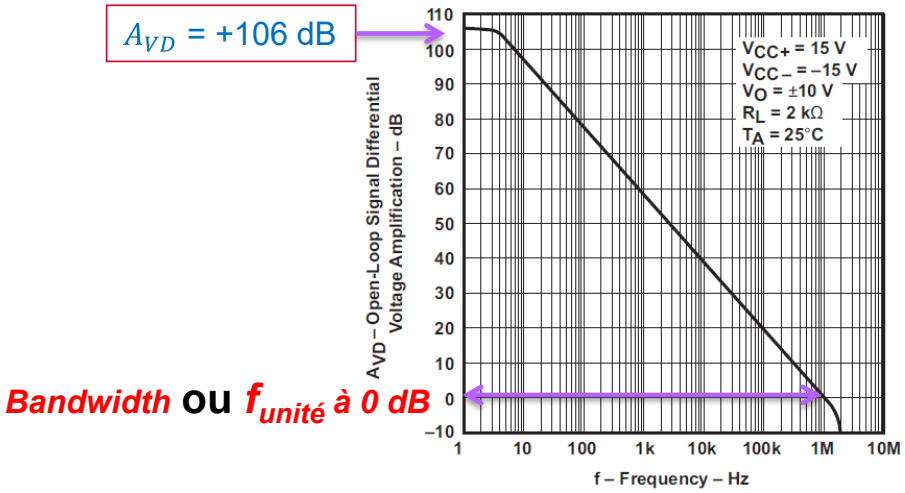
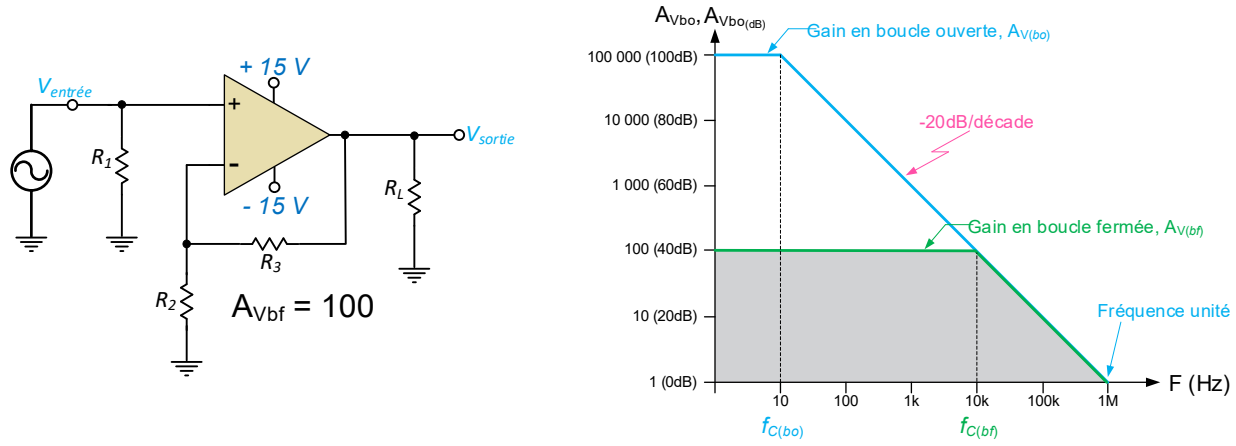


Figure 11-72 Courbe du gain en tension en boucle ouverte du uA741.

On constate que la fréquence unité est de 1 MHz et que le gain en boucle ouverte est d'environ de +106 dB (200 000 ou 200 V/mV).

Réponse en fréquence en boucle fermée

La bande passante d'un montage en boucle fermée d'un amplificateur opérationnel est influencé par le produit gain x bande passante (*GBW*). Prenons l'exemple d'un amplificateur non-inverseur (Figure 11-73a) qui a un gain en tension de 100, cela se traduit par une bande passante de 10 kHz. Par conséquent, le produit du gain (100) par la bande passante (10 kHz) équivaut à 1 MHz, cela équivaut à $f_{unité}$ (Figure 11-73b).



a) b)

Figure 11-73 Réponse en fréquence d'un ampli-op en boucle fermée.

La limite de réponse en fréquence (bande passante ou fréquence de coupure) est déterminée par le gain en boucle fermée de l'ampli-op.

$$BP\ ou\ f_C = \frac{f_{unité}}{A_{v(bf)}}$$

Équation 11-65

Où $f_{unité}$: est la fréquence unité de l'ampli-op, en Hertz [Hz]; .
$A_{V(bf)}$: est le gain en boucle fermée du montage.

On conclut que, plus le gain en boucle fermée d'un montage amplificateur est important, plus la bande passante est réduite.

Exemple 11.12

Un amplificateur opérationnel a une $f_{unité}$ de 4 MHz. On désire faire un montage ayant un gain de 20. Quelle sera la bande passante de ce montage ?

Solution : $$BP = \frac{f_{unité}}{\text{Gain}} = \frac{4\text{ MHz}}{20} = 200\text{ kHz}$$

Exemple 11.13

Déterminez la fréquence de coupure de l'amplificateur suivant.

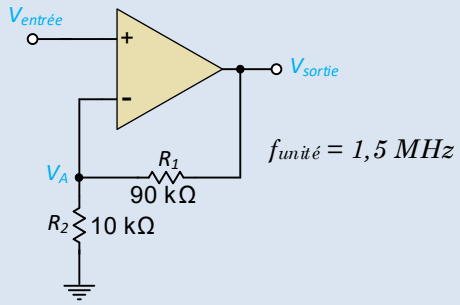


Figure 11-74 Amplificateur à ampli-op.

Solution :

D'abord, trouvons le gain en boucle fermée,

$$A_V = \frac{R_f}{R_i} + 1 = \frac{90\ k\Omega}{10\ k\Omega} + 1 = 10$$

La fréquence de coupure est,

$$f_C = \frac{f_{unité}}{A_{v(bf)}} = \frac{1{,}5\ MHz}{10} = 150\ kHz$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 11.14

Déterminer la fréquence de coupure de l'amplificateur suivant.

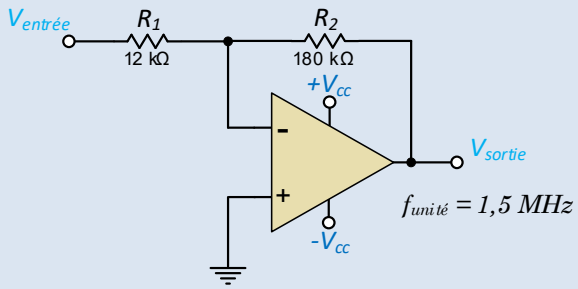


Figure 11-75 Amplificateur à ampli-op.

Solution :

D'abord, trouvons le gain en boucle fermée,

$$A_V = -\frac{R_f}{R_i} = -\frac{180\ k\Omega}{12\ k\Omega} = -15$$

La fréquence de coupure est,

$$f_C = \frac{f_{unité}}{A_{v(bf)}} = \frac{1,5\ MHz}{15} = 100\ kHz$$

La pente maximale de la tension de sortie (ou « *Slew Rate* »)

Nous avons discuté de la première limitation imposée par la compensation, notamment la réduction de la bande passante due à l'introduction d'un condensateur à l'intérieur de l'ampli-op. Cependant, une autre contrainte importante doit être prise en compte : ***la pente maximale de la tension de sortie*** (SR, « *Slew rate* », en anglais). Dans certaine littérature, elle est aussi appelée « *limite du temps de montée* ».

La pente maximale de la tension de sortie est l'une des plus importantes spécifications qui affectent le fonctionnement en alternatif d'un amplificateur opérationnel parce qu'elle limite la tension de sortie aux fréquences élevées. Cette imperfection se manifeste par une limitation de la vitesse de variation du signal en sortie de l'amplificateur opérationnel, généralement exprimée en Volts/µs. Autrement dit, la vitesse de variation de la tension de sortie est plafonnée à une valeur maximale. Pour les amplificateurs récents, une limite de montée de 13 V/µs est fréquemment rencontrée.

À titre d'exemple, pour un ampli-op uA741C : *SR* = 0,5 V/µs (typique).

Switching Characteristics: µA741C

over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm}$ = ±15 V, T_A = 25°C (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Slew rate at unity gain	V_I = 10 V, R_L = 2 kΩ C_L = 100 pF; see Figure 1		0.5		V/µs

Figure 11-76 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA741C.
« Source : *Texas Instruments* »

Distorsion due à la pente maximale de sortie

Lorsqu'une onde carrée de haute fréquence est injectée à l'entrée d'un amplificateur à amplificateur opérationnel, la sortie met un certain temps à réagir. Ce retard peut entraîner une incapacité de l'amplificateur à suivre correctement le signal appliqué à l'entrée, ce qui provoque une distorsion du signal en sortie.

Dans le cas d'une onde carrée à haute fréquence, injectée à l'entrée du circuit de la Figure 11-77, nous pouvons voir un cas extrême d'une onde carrée déformée, prenant une forme trapézoïdale à la sortie (Figure 11-78). Dans ce cas, on utilise un 741 (très lent) ayant une pente de sortie maximum de 0,5 V/µs.

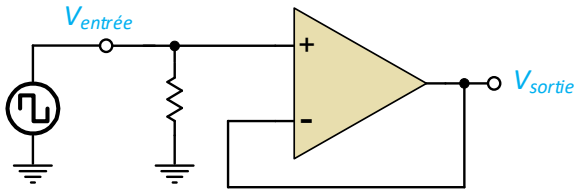


Figure 11-77 Amplificateur suiveur alimenté par une onde carrée.

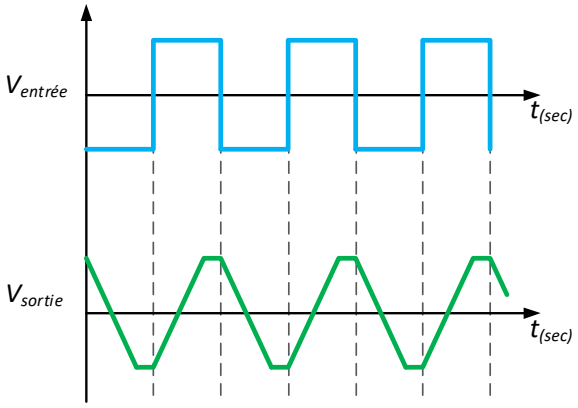


Figure 11-78 Distorsion due à la pente maximale

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Pour une onde sinusoïdale, afin d'éviter toute distorsion, il est nécessaire que la pente de l'onde reste dans les limites que l'amplificateur peut supporter, ce qui dépend à la fois de la fréquence et de l'amplitude du signal. Si une onde à fréquence trop élevée était exigée en sortie, elle prendrait une forme similaire à celle illustrée à la Figure 11-79.

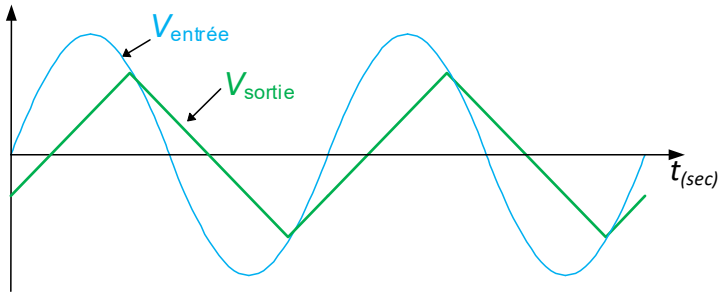


Figure 11-79 Phénomène de triangulation dû à la pente maximale.

Limitation de la bande passante

Nous avons constaté que la bande passante limite le gain en tension, mais il est essentiel de souligner que le taux de balayage (*SR*) joue également un rôle dans la limitation de la bande passante. La bande passante est déterminée par l'amplitude exigée et la limite du temps de montée de l'amplificateur.

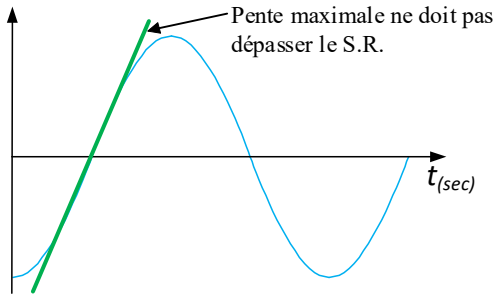


Figure 11-80 Pente maximale d'un signal sinusoïdal.

Pour prévenir cette distorsion, il faut soit limiter l'amplitude du signal, soit limiter la fréquence d'utilisation selon cette relation :

$$fréquence\ max. = \frac{S.R.}{2\pi \cdot V_{sortie\ (Crête)}}$$

Équation 11-66

Où : ***S.R.*** = est la pente maximale de la tension de sortie, en volts/µs [V/µs].

En régime sinusoïdal, si on considère seulement la réponse en fréquence lorsque la sortie donne le maximum de puissance, c'est-à-dire la tension de crête maximale, on appelle cette réponse en fréquence « ***la bande passante à pleine puissance de l'amplificateur*** » (« *Full Power Bandwith* », FPB).

$$FPB = \frac{S.R.}{2\pi \cdot V_{sortie\ (Crête)}}$$

Équation 11-67

Exemple 11.15

Un amplificateur a pente maximale de la tension de sortie de 2V/µs. Celui-ci sera utilisé dans une application exigeant une tension de sortie crête de 10 V. Quelle sera la fréquence maximale applicable à son l'entrée sans qu'il y ait, à sa sortie, de la distorsion causée par la limite du temps de montée (« *Slew Rate* ») ?

Solution :

$$fréquence\ max. = \frac{S.R.}{2\pi \cdot V_{sortie\ (Crête)}} = \frac{2V/1\mu s}{2\pi \cdot 10\ V} = 31{,}8\ kHz$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

11.9 Conclusion

En conclusion, nous avons exploré en détail les différents aspects des amplificateurs opérationnels. Nous avons commencé par une présentation détaillée de l'amplificateur opérationnel, puis nous avons détaillé le principe de fonctionnement général, en examinant ses deux modes de fonctionnement : linéaire et non linéaire.

Par la suite, nous avons abordé l'amplificateur opérationnel intégré, détaillant le fonctionnement de l'amplificateur différentiel. Nous avons également mis en évidence un aspect crucial des amplificateurs opérationnels réels : leur taux de rejet en mode commun, qui est essentiel pour évaluer leur capacité à rejeter les signaux parasites et à maintenir une qualité de signal optimale dans des conditions d'exploitation réelles.

Nous avons ensuite abordé les paramètres fondamentaux des amplificateurs opérationnels, notamment leur impédance d'entrée et de sortie ainsi que leur gain en boucle ouverte. Ces paramètres sont essentiels pour appréhender leur comportement et leur utilisation pratique. Par la suite, nous avons défini des règles permettant de simplifier l'analyse et la conception de circuits intégrant des amplificateurs opérationnels.

En outre, nous avons analysé en détail les trois circuits fondamentaux utilisant des amplificateurs opérationnels : l'amplificateur non-inverseur, l'amplificateur inverseur et l'amplificateur suiveur. Nous avons illustré leur fonctionnement à l'aide de démonstrations mathématiques, ce qui a permis une compréhension détaillée et méthodique de leur utilisation et de leurs caractéristiques, offrant ainsi une approche analytique claire et accessible. Cette méthode sera précieuse lors de l'analyse de circuits plus complexes qui seront abordés dans les chapitres à venir.

Enfin, nous avons exploré les limites et les imperfections des amplificateurs opérationnels, mettant en lumière les défis auxquels les concepteurs sont confrontés lors de l'utilisation de ces dispositifs dans des environnements réels.

En résumé, ce chapitre a fourni une vue d'ensemble complète des amplificateurs opérationnels tout en abordant leurs caractéristiques fondamentales et leurs limites. Ces connaissances sont essentielles pour quiconque souhaite concevoir et utiliser efficacement des circuits électroniques intégrant des amplificateurs opérationnels.

11.10 Exercices de révision

11.1.2 Exercices – Les amplificateurs opérationnels

Question 11.1 Déterminez la tension de sortie v_{sortie} et le $CMMR_{dB}$ de l'ampli-op réel de la Figure 11-81.

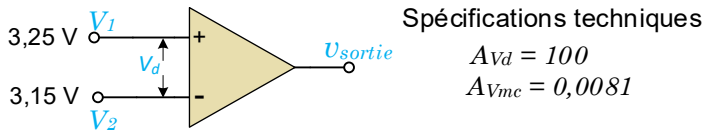


Figure 11-81

Question 11.2 Déterminez la tension de sortie v_{sortie} de l'ampli-op réel de la Figure 11-82.

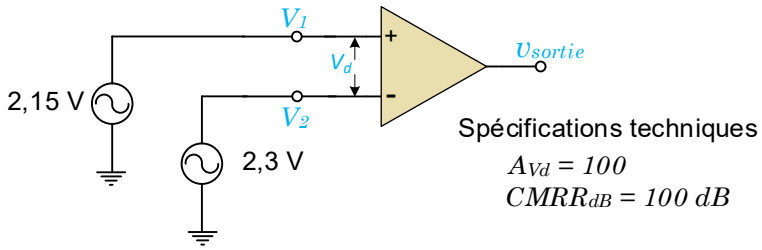


Figure 11-82

Question 11.3 Une fiche technique d'ampli-op spécifie un $CMRR_{dB}$ de +109 dB et une valeur de A_{Vbo} de 200 V/mV. Déterminez le gain en mode commun.

Question 11.4 Soit le circuit de la Figure 11-83.

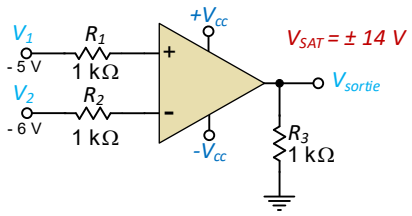
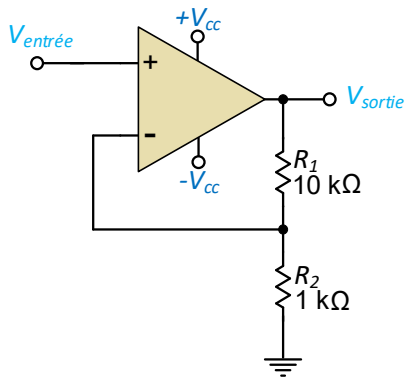


Figure 11-83

a) Dans quel régime fonctionne l'amplificateur ?
b) Quelle est la valeur de la tension de sortie ?
c) Quelle est l'intensité et le sens du courant de sortie de l'amplificateur ?

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 11.5 Calculez le gain en tension, l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et la fréquence de coupure.

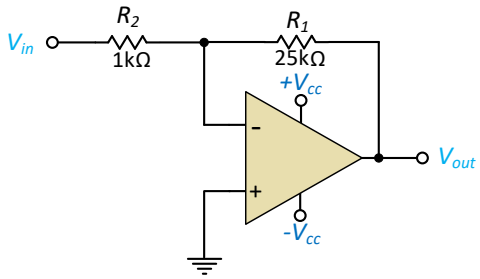


Spécifications de l'ampli-op :

Z_{in} = 3,5 MΩ
Z_{Out} = 82 Ω
A_{ol} = 135 000
$f_{unité}$ = 2 MHz

Figure 11-84

Question 11.6 Calculez le gain en tension, l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et la fréquence de coupure.

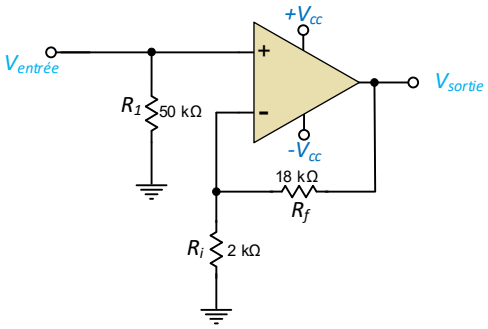


Spécifications de l'ampli-op :

Z_{in} = 3,5 MΩ
Z_{Out} = 82 Ω
A_{ol} = 135 000
$f_{unité}$ = 2 MHz

Figure 11-85

Question 11.7 Quelle est la bande passante de cet amplificateur ?

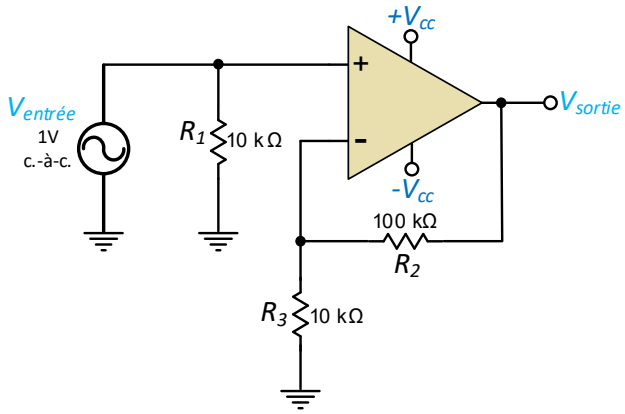


Spécifications de l'ampli-op :

A_{ol} = 100 dB
SR = 1 V/µs
$f_{unité}$ = 1 MHz

Figure 11-86

Question 11.8 Calculez *Av*, V_{sortie} et $Z_{entrée}$.



Spécifications de l'ampli-op :

Z_{in} = 1,5MΩ
Z_{Out} = 100 Ω
A_{ol} = 100 000
$f_{unité}$ = 1,5 MHz

Figure 11-87

Question 11.9 Calculez *Av*, V_{sortie} et $Z_{entrée}$.

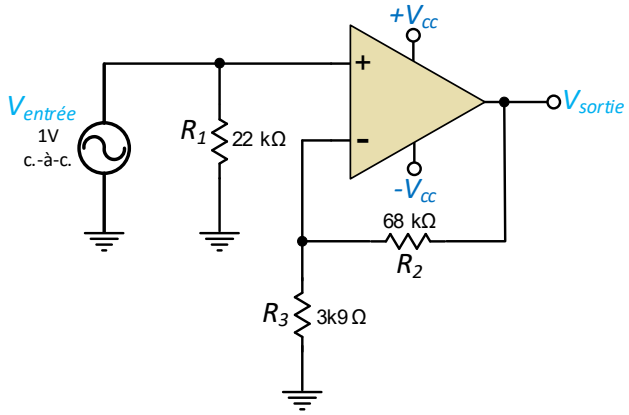


Figure 11-88

Question 11.10 Trouvez *Av*, V_{sortie} et $Z_{entrée}$.

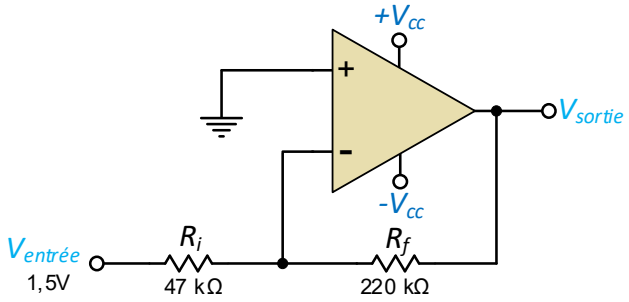


Figure 11-89

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 11.11 Calculez *Av*, V_{sortie} et $Z_{entrée}$.

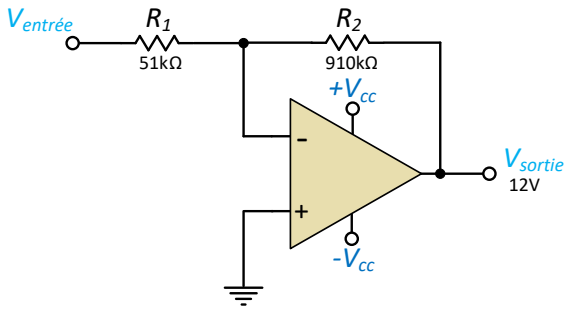


Figure 11-90

Question 11.12 Trouvez la valeur de R_f.

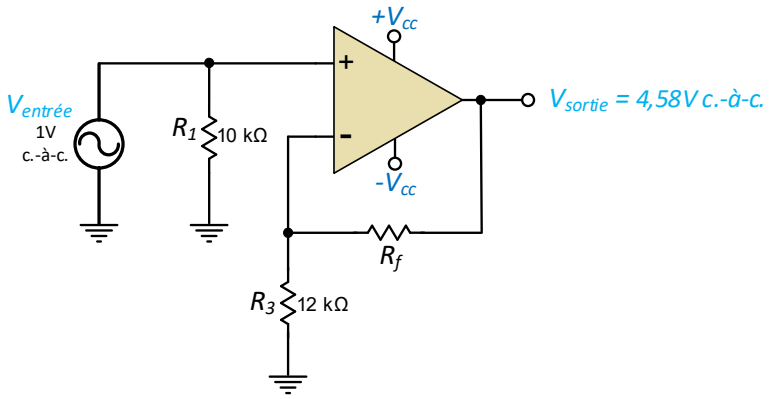


Figure 11-91

Question 11.13 Trouvez R_2 et R_1 sachant que $Z_{entrée}$ = 10 kΩ.

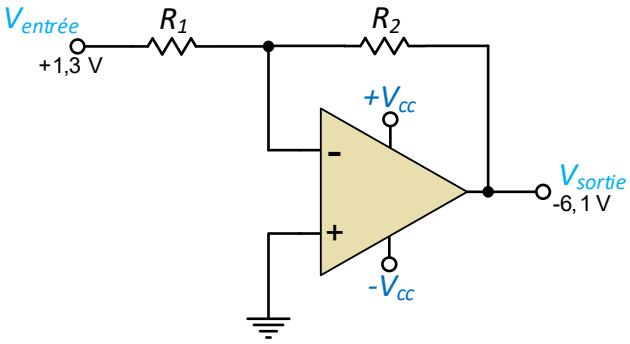


Figure 11-92

Question 11.14 Trouvez les valeurs de R_1 et R_3 afin de concevoir un amplificateur ayant un gain de +26 dB et un $Z_{entrée}$ = 47 kΩ.

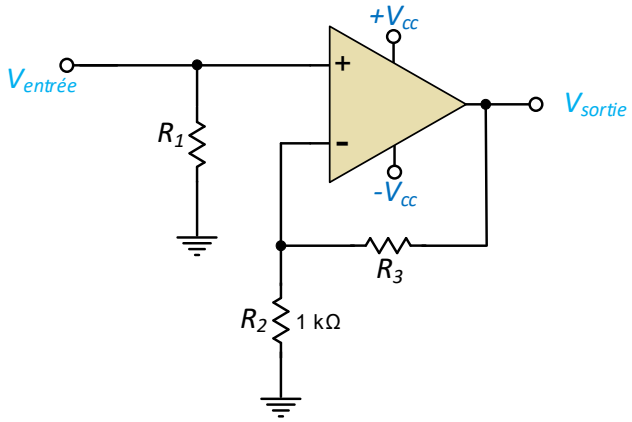


Figure 11-93

11.1.3 Exercices – Les imperfections de l'ampli-op

Question 11.15 Dans le circuit de la Figure 11-86, quelle est à 50 kHz l'amplitude maximale à la sortie sans qu'il n'y ait de la distorsion causée par la pente maximale de la tension de sortie ?

Question 11.16 Dans le circuit de la Figure 11-86, quelle est la fréquence maximale possible sans qu'il n'y ait de la distorsion causée par la pente maximale de la tension de sortie à une amplitude de 5 volts ?

Question 11.17 L'amplificateur de la Figure 11-87 possède un SR de 2 V/µs. Calculez la fréquence maximale du circuit et l'amplitude maximale qu'un signal sinusoïdal de 50 kHz peut atteindre sans provoquer de distorsion liée à la limite de vitesse de variation en sortie.

Question 11.18 L'amplificateur possède un SR de 0,5 V/µs. Calculez la fréquence maximale sans qu'il n'y ait à la sortie une distorsion causée par la pente maximale si la tension de sortie est 12 volts crête.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 11.19 On veut réaliser un amplificateur non-inverseur de gain en tension de 10 avec un ampli-op possédant un produit gain-bande passante de 10^6 Hz et un *SR* de 10 V/µs. De plus, nous voulons amplifier un signal d'entrée sinusoïdal ayant une amplitude maximale de 1 volt crête.

a) En considérant chaque défaut séparément, à quelle fréquence la coupure de l'ampli-op et le « *slew rate* » vont-ils se manifester ? Comment peut-on augmenter la fréquence limite liée au « *slew rate* » ?
b) Que va-t-il se passer si on augmente le gain ?
c) Comment faire si on veut travailler au-delà des fréquences limites ?

11.1.4 Exercices – Les circuits avancés d'amplificateurs opérationnels

Question 11.20 Calculez la tension de sortie du circuit suivant.

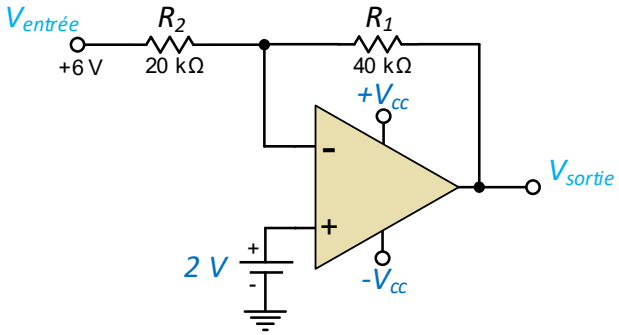


Figure 11-94

Question 11.21 Soit le circuit suivant :

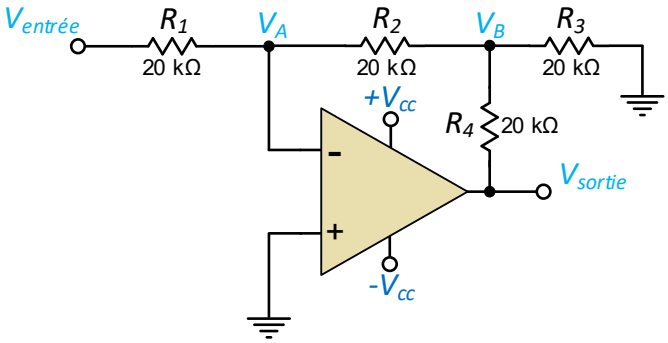


Figure 11-95

Si $V_{entrée}$ = - 2 V, calculez :

a) V_A
b) V_B
c) V_{Sortie}
d) I_{Sortie} (op-amp)
e) Av

Question 11.22 Soit le circuit suivant :

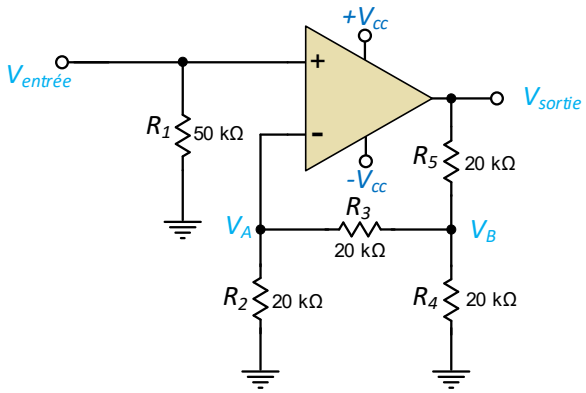


Figure 11-96

Si $V_{entrée}$ = +1,5 V, calculez :

a) V_{Sortie}
b) Av
c) $Z_{entrée}$

Question 11.23 Trouvez V_1, V_{Sortie} et le courant de sortie de l'ampli-op, ainsi que son sens (entrant ou sortant), lorsque l'entrée reçoit une tension continue de +2 V.

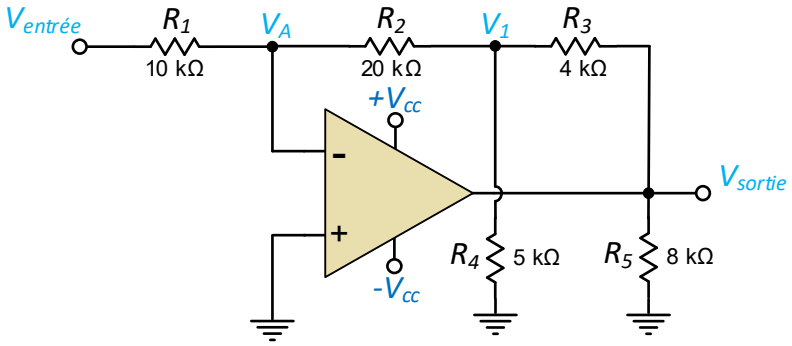


Figure 11-97

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 11.24 Trouvez $V_{Sortie1}$, $V_{Sortie2}$ et V_{RL} dans le cas où l'on applique une tension en courant continu de +1 V à l'entrée.

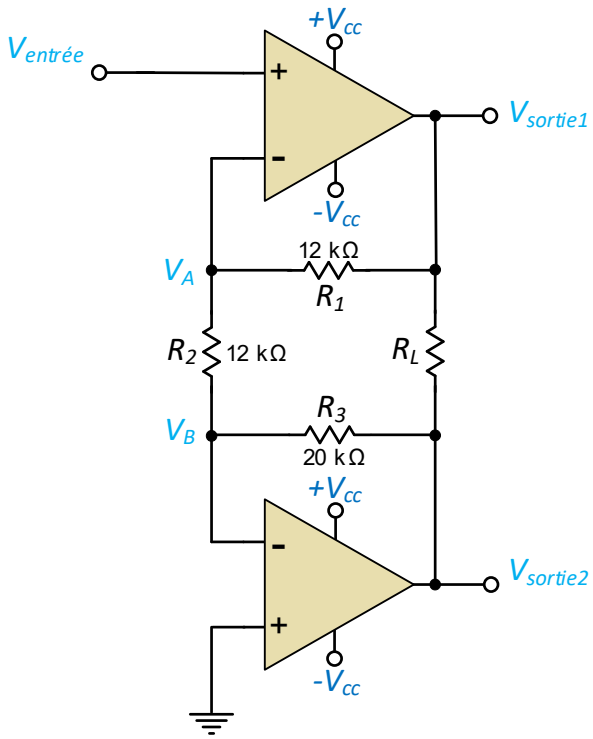


Figure 11-98

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Chapitre 12
L'ampli-op - Circuits d'applications

Au chapitre précédent, nous avons étudié les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel, ainsi que les trois montages fondamentaux : montage non-inverseur, montage inverseur et montage suiveur. L'objectif de ce chapitre est de présenter quelques montages de base d'amplificateurs opérationnels, tant en mode de fonctionnement linéaire que non linéaire. Ils seront étudiés en utilisant le modèle de l'amplificateur idéal. Cependant, il serait illusoire de vouloir présenter tout ce qui est faisable avec des ampli-op, tant le domaine est vaste. Par conséquent, nous nous concentrerons sur quelques-uns des montages les plus répandus. Dans tous les cas, l'étude des montages linéaires ou non linéaires nécessite une méthode d'analyse vue au chapitre précédent.

12.1 Introduction

Les amplificateurs opérationnels sont des composants essentiels et polyvalents, indispensables dans une large gamme d'applications électroniques. Ils sont utilisés pour concevoir une grande variété de circuits, chacun répondant à des besoins spécifiques en matière de traitement du signal. Ce chapitre est consacré à l'étude de plusieurs circuits de base utilisant des amplificateurs opérationnels, couvrant à la fois les applications linéaires et non linéaires. Nous explorerons les sujets suivants :

Comparateurs

Les comparateurs sont des dispositifs qui comparent deux tensions et fournissent une sortie indiquant laquelle des deux est plus élevée. Nous étudierons plusieurs types de comparateurs : comparateur simple, comparateur à hystérésis inverseur et non-inverseur et comparateur à fenêtre.

Oscillateurs

Les oscillateurs sont des circuits qui génèrent des signaux périodiques. Nous verrons comment utiliser les amplificateurs opérationnels pour concevoir des oscillateurs, en particulier ceux basés sur le principe du feedback positif.

Le LM339

Nous ferons également une brève présentation du LM339, un circuit intégré très utilisé qui contient quatre comparateurs indépendants dans un seul boîtier. Le LM339 est particulièrement apprécié pour sa flexibilité et ses performances dans les applications de comparaison de tensions.

Sommateurs et Soustracteurs

Ces circuits permettent d'additionner ou de soustraire plusieurs tensions d'entrée.

Intégrateurs et Dérivateurs

Les intégrateurs et dérivateurs sont utilisés pour effectuer des opérations mathématiques sur les signaux.

Convertisseurs V/I et I/V

Les convertisseurs tension-courant (V/I) et courant-tension (I/V) sont utilisés pour transformer des signaux de tension en signaux de courant et vice versa. Ces circuits sont couramment utilisés dans les systèmes de mesure et de contrôle.

Filtres Actifs

Enfin, nous terminerons par une présentation des filtres actifs, qui utilisent des amplificateurs opérationnels pour améliorer les performances des filtres passifs en termes de sélectivité et de gain.

Ce chapitre vise à fournir une compréhension approfondie de ces différents circuits et de leur fonctionnement, en s'appuyant sur le modèle de l'amplificateur opérationnel idéal. Vous découvrirez comment ces concepts sont appliqués dans la pratique et comment ils peuvent être adaptés pour répondre à des besoins spécifiques.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

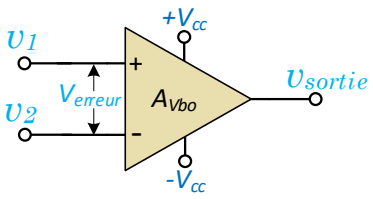
12.2 Ampli-op en régime non-linéaire

Dans cette section, nous explorerons les circuits d'applications en régime non linéaire. Dans ce mode, l'ampli-op est utilisé pour sa caractéristique non linéaire, opérant soit en boucle ouverte, soit avec une contre-réaction positive. Nous explorerons différents montages, notamment les comparateurs et les oscillateurs.

12.2.1 Rappel sur l'ampli-op en régime non-linéaire (régime saturé)

L'amplificateur en boucle ouverte

L'amplificateur opérationnel idéal fournit une tension de sortie analogique qui est proportionnelle à la différence de tension entre ses deux bornes d'entrée. Donc



$$V_{erreur} = V_{(+)} - V_{(-)} = v_1 - v_2$$

$$v_{sortie} = V_{erreur} \cdot A_{Vbo}$$

Figure 12-1 Amplificateur opérationnel en boucle ouverte.

Le gain en tension de l'ampli-op en boucle ouverte est le gain intrinsèque de l'amplificateur, soit A_{Vbo}. La plupart des amplificateurs opérationnels ont un gain en boucle ouverte (A_{vbo}) très élevé. Par conséquent, la sortie sera presque toujours saturée et égale à ± V_{SAT} (ou ± V_{CC}).

Deux cas possibles :

- Si $V_{erreur} > 0$ → $V_{sortie} = +V_{SAT}$ (ou $+V_{CC}$)
- Si $V_{erreur} < 0$ → $V_{sortie} = -V_{SAT}$ (ou $-V_{CC}$)

La tension de sortie aura la même polarité que celle de l'entrée non-inverseuse (+) par rapport à la tension de l'entrée inverseuse (-). Quand le potentiel présent à l'entrée non-inverseuse sera plus positif que celui de l'entrée inverseuse, la tension à la sortie aura une polarité positive et quand le potentiel présent à l'entrée non-inverseuse sera plus négatif que celui de l'entrée inverseuse, la tension à la sortie aura une polarité négative. Dans le cas où l'alimentation est unipolaire :

- Si $V_{erreur} > 0$ → $V_{sortie} = +V_{SAT}$ (ou $+V_{CC}$)
- Si $V_{erreur} < 0$ → $V_{sortie} = 0$

12.2.2 Principe des comparateurs

Un comparateur de tension est un dispositif électronique qui compare une tension d'entrée à une tension de référence prédéfinie. En fonction de cette comparaison, il commute son état de sortie de manière binaire, indiquant précisément si la tension d'entrée est supérieure ou inférieure à la référence. Cette fonctionnalité est essentielle pour détecter les dépassements de seuil, les valeurs nulles et de préciser si les amplitudes des signaux se situent à l'intérieur ou à l'extérieur d'une plage spécifique. Ce sont des montages où la sortie est toujours saturée et égale à ± V_{SAT} (ou ± V_{CC}). Deux types peuvent être rencontrés :

- Les comparateurs simples, sans contre réaction,
- Les comparateurs à hystérésis pourvus d'une contre réaction positive.

L'analyse simplifiée de ces circuits s'effectue en deux étapes :

1. Déterminez la tension de référence utilisée pour la comparaison. En présence d'une hystérésis, précisez les seuils supérieur et inférieur correspondant aux transitions de l'état de sortie.
2. n tenant compte des tensions d'entrée et des seuils déterminés, évaluez si la sortie sera à l'état haut (+ V_{SAT}) ou à l'état bas (-V_{SAT}).

12.2.3 Comparateur simple

Le comparateur simple compare deux tensions et génère une sortie binaire haute ou basse. Le schéma de bas est illustré à la Figure 12-2.

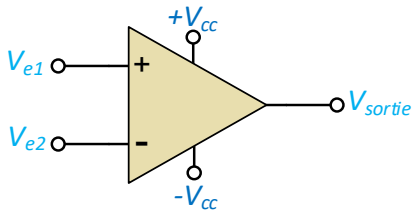


Figure 12-2 Schéma de base du comparateur simple.

Fonctionnement théorique :

Si $V_{e1} = V_{réf}$:

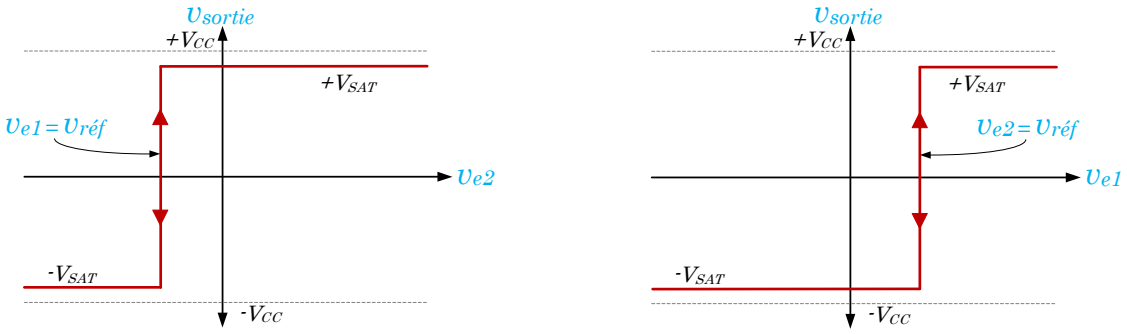
- $V_{e2} > V_{e1}$, V_{sortie} = + V_{SAT} ou (+ V_{CC});
- $V_{e2} < V_{e1}$, V_{sortie} = - V_{SAT} ou (- V_{CC}).

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Si $V_{e2} = V_{réf}$:

- $V_{e1} > V_{e2}$, $V_{sortie} = - V_{SAT}$ ou $(- V_{CC})$;
- $V_{e1} < V_{e2}$, $V_{sortie} = + V_{SAT}$ ou $(+ V_{CC})$.

La fonction de transfert du comparateur simple est présentée à la Figure 12-3.



a) $V_{e1} = V_{réf}$ b) $V_{e2} = V_{réf}$

Figure 12-3 Fonction de transfert du comparateur simple.

La Figure 12-4 montre un exemple d'un comparateur simple ayant une rampe comme tension de référence pour générer une *Modulation de Largeur d'Impulsion* (***MLI***). Il fonctionne en comparant une tension de rampe linéaire avec un signal de commande (ou de contrôle).

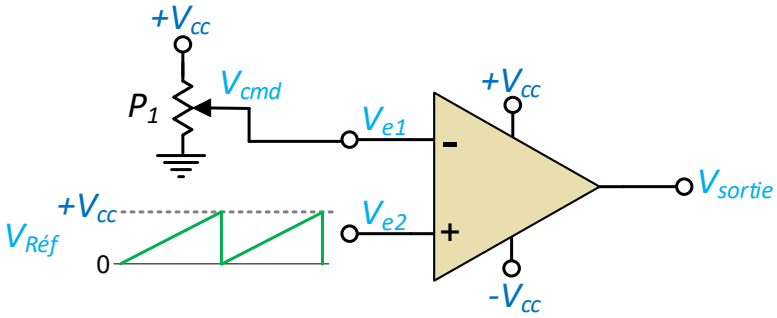
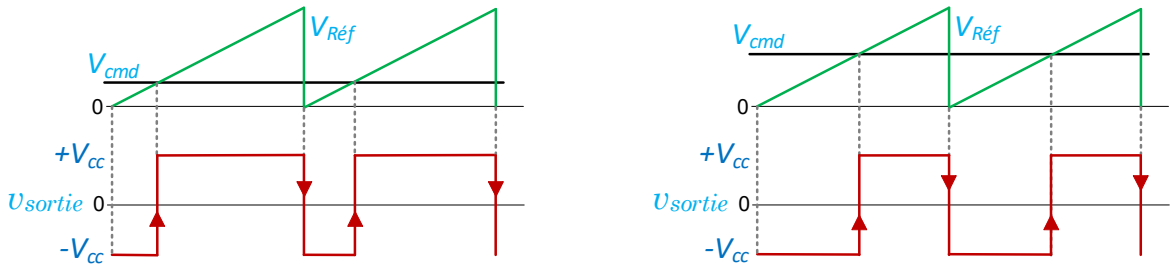


Figure 12-4 Comparateur simple avec une rampe comme tension de référence.

Lorsque la tension de la rampe atteint ou dépasse la valeur du signal de commande, le comparateur déclenche une impulsion de sortie. Ce processus se répète périodiquement, générant ainsi des impulsions dont la largeur est proportionnelle à la valeur instantanée du signal de commande.



a) Faible valeur de la tension de commande

b) Valeur moyenne de la tension de commande

Figure 12-5 Signal de sortie en fonction de la tension de commande et de la rampe.

Remarque : les deux entrées peuvent êtres inversés pour obtenir une impulsion de sortie inversée.

Ce type de comparateur est largement utilisée dans les systèmes de commande de puissance pour moduler la quantité d'énergie délivrée à une charge, permettant un contrôle précis de la tension ou du courant fourni.

12.2.4 Détecteur de passage par zéro

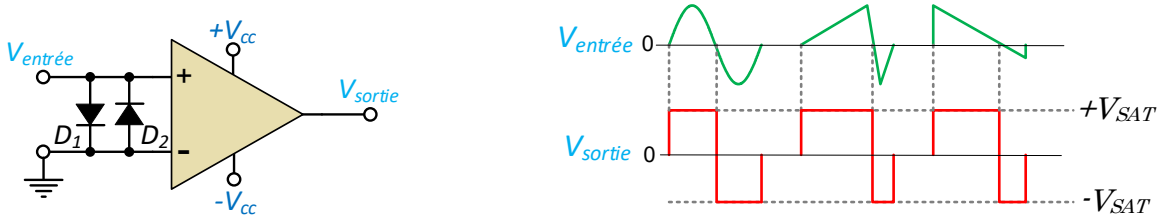
Un détecteur de passage par zéro est un comparateur qui identifie le moment où un signal d'entrée passe par zéro volt. Il est fréquemment utilisé pour synchroniser les commutations dans les commandes de moteurs, le contrôle de phase, la mesure de fréquence et la détection de signaux. Le principe de fonctionnement repose généralement sur l'utilisation d'un comparateur qui compare le signal d'entrée avec une référence de zéro volt, déclenchant ainsi une sortie lorsque le passage par zéro est détecté.

Il existe plusieurs schémas possibles; pour simplifier, nous en présentons ici un seul exemple. À la Figure 12-6, la tension de référence est de 0 volt, donc la sortie du comparateur bascule chaque fois que la tension d'entrée passe par 0 volt. Les deux diodes servent de protection car la différence de potentiel entre les deux entrées n'est plus limitée par une contre-réaction négative.

Les deux états possibles de sortie sont:

- $V_{sortie\ (max)} = + V_{SAT}$ ou $(+ V_{CC})$, si $V_{entrée} > 0$ volt;
- $V_{sortie\ (min)} = - V_{SAT}$ ou $(- V_{CC})$, si $V_{entrée} < 0$ volt.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.



a) Circuit comparateur détecteur de zéro b) Différents signaux d'entrée et de sortie

Figure 12-6 Comparateur détecteur de zéro.

La caractéristique de transfert est présentée à la Figure 12-7.

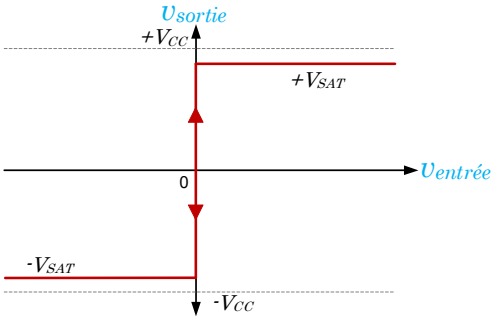


Figure 12-7 Fonction de transfert du comparateur détecteur de zéro.

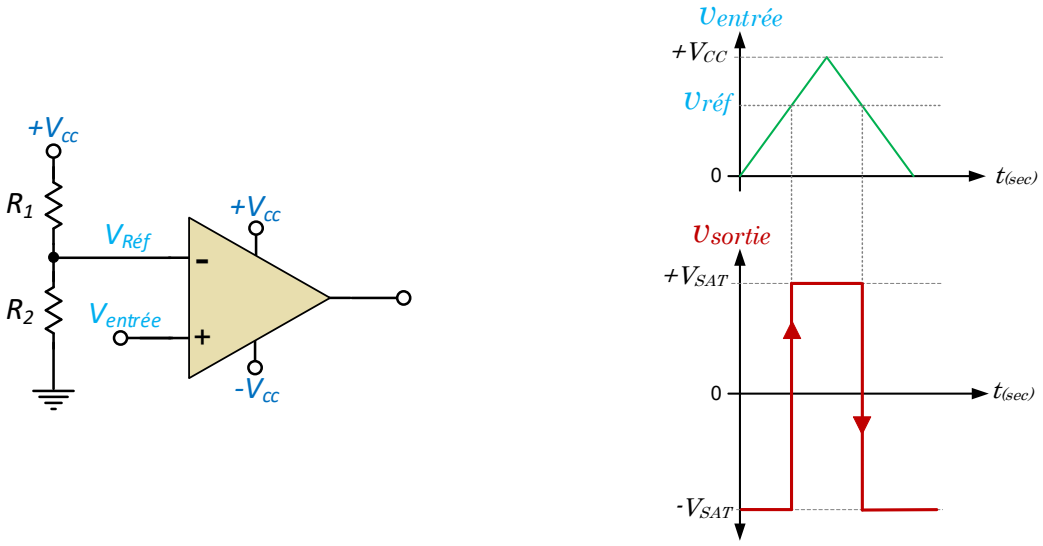
12.2.5 Comparateur avec tension de référence fixe

Ce comparateur est similaire au précédent, à la différence que la tension d'entrée est comparée à une tension de référence déterminée par un diviseur de tension constitué des résistances R_1 et R_2. La tension de référence est donnée par :

$$V_{Réf} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-1 Tension de référence.

Les deux configurations de base couramment rencontrées sont le comparateur avec une tension de référence fixe en mode non-inverseur (positif) et en mode inverseur (négatif). La Figure 12-8 illustre un comparateur non-inverseur avec tension de référence fixe.



a) Circuit comparateur détecteur de zéro b) Signaux d'entrée et de sortie

Figure 12-8 Comparateur non-inverseur avec tension de référence fixe.

Les deux états possibles de sortie sont:

- V_{sortie} = + V_{SAT} ou (+ V_{CC}), si $V_{entrée} > V_{Réf}$;
- V_{sortie} = - V_{SAT} ou (- V_{CC}) , si $V_{entrée} < V_{Réf}$.

La caractéristique de transfert est présentée à la Figure 12-9.

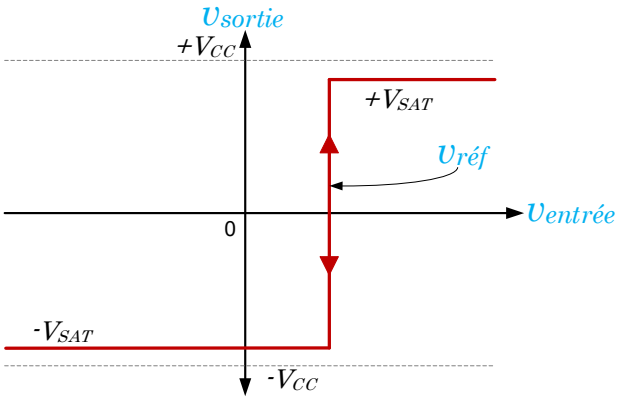
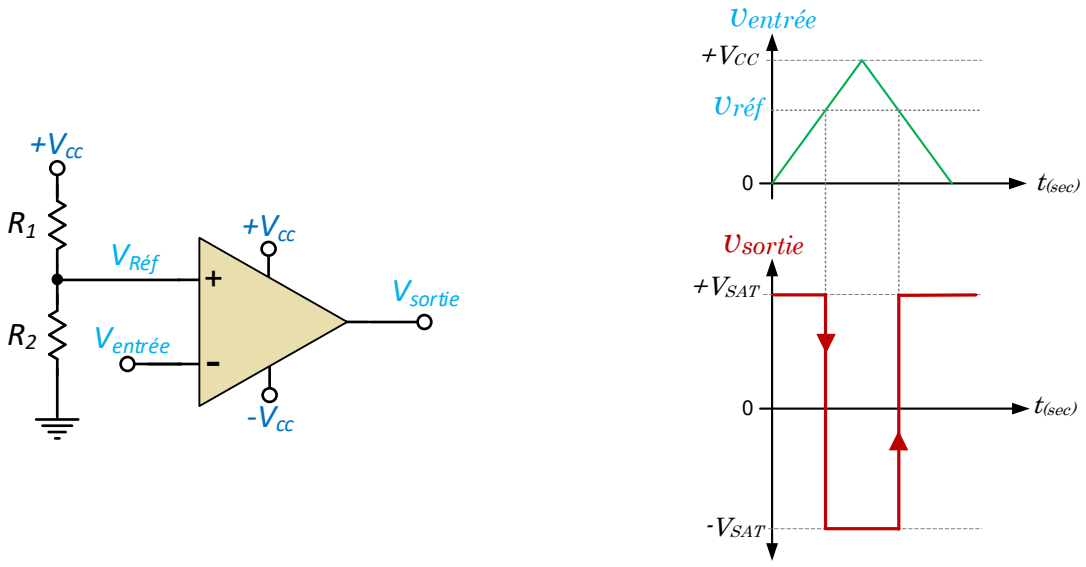


Figure 12-9 Fonction de transfert du comparateur non-inverseur avec tension de référence fixe.

La Figure 12-10 illustre un comparateur inverseur avec tension de référence fixe.



a) Circuit comparateur détecteur de zéro b) Signaux d'entrée et de sortie

Figure 12-10 Comparateur inverseur avec tension de référence fixe.

Les deux états possibles de sortie sont:

- V_{sortie} = - V_{SAT} ou (- V_{CC}), si $V_{entrée} > V_{Réf}$;
- V_{sortie} = + V_{SAT} ou (+ V_{CC}) , si $V_{entrée} < V_{Réf}$.

La caractéristique de transfert est présentée à la Figure 12-11.

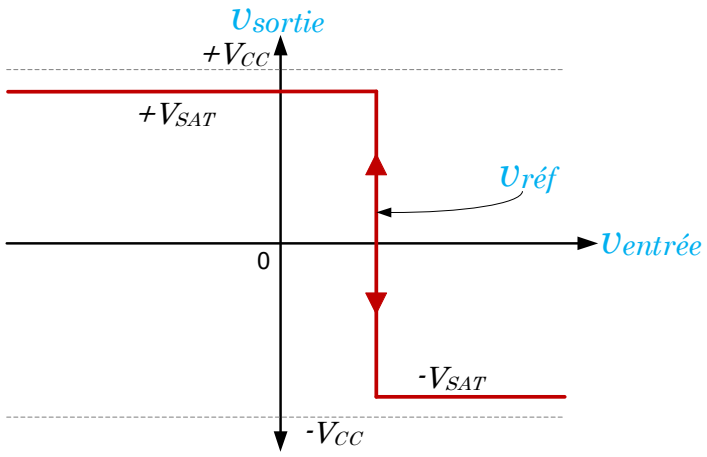
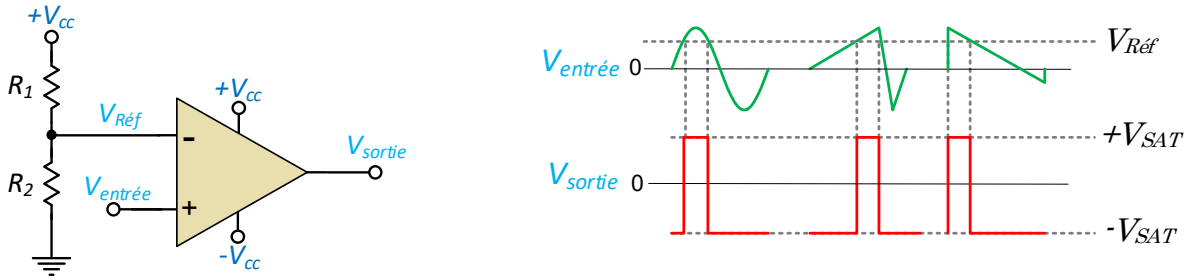


Figure 12-11 Fonction de transfert du comparateur inverseur avec tension de référence fixe.

La Figure 12-12 illustre un circuit comparateur non-inverseur avec tension de référence fixe, ainsi que des exemples de signaux de sortie en fonction de différents signaux d'entrée.



a) Circuit comparateur avec tension de référence b) Différents signaux d'entrée et de sortie

Figure 12-12 Comparateur simple avec tension de référence fixe.

12.2.6 Principe des comparateurs à hystérésis (Trigger de Schmitt)

En présence de bruit électrique sur le signal d'entrée, la tension de sortie des comparateurs simples peut osciller de façon instable autour des seuils de déclenchement, comme illustré à la Figure 12-13. Pour résoudre ce problème, on utilise un comparateur à hystérésis, également appelé « *bascule de Schmitt* » ou « *Trigger de Schmitt* ».

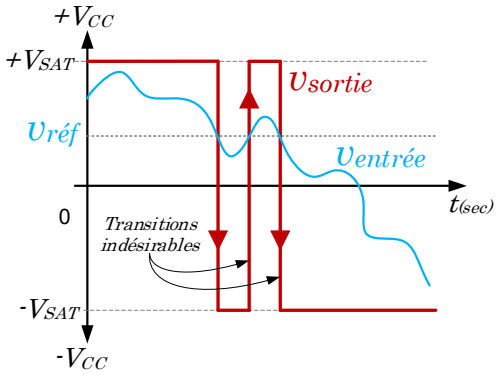


Figure 12-13 Transitions de sortie parasites du comparateur simple avec une seule tension de référence.

Un comparateur à hystérésis est un circuit qui possède une rétroaction positive pour comparer une tension d'entrée variable à deux niveaux de seuil différents. Ces seuils de tension de référence changent selon l'état de la sortie. Cela permet au comparateur de rester dans son état de sortie actuel jusqu'à ce que la tension d'entrée dépasse un seuil prédéterminé, déclenchant ainsi un changement brusque d'état de sortie.

Lorsque la tension d'entrée atteint une certaine valeur appelée ***seuil de basculement haut*** (*SBH*) ou *UTP* « *Upper Threshold Point* » en anglais, la sortie passe instantanément à l'état stable 1, même si la tension d'entrée n'augmente que très lentement ou qu'elle contienne du bruit. La sortie demeure

à cet état jusqu'à ce que la tension d'entrée diminue et atteigne une certaine valeur appelée ***seuil de basculement bas*** (*SBB*) ou *LTP* « *Lower Threshold Point* » en anglais, plus petite que la valeur de *SBH*. À cet instant, la sortie passe à l'état stable 2, même si la tension d'entrée ne diminue que très lentement ou qu'elle contienne du bruit. La sortie reste à cet état jusqu'à ce que la tension d'entrée augmente et atteigne de nouveau la valeur *SBH*. Il existe donc un « *retard* » entre le basculement haut et le basculement bas d'où le nom *hystérésis* (qui vient du grec ancien « *hystérēsis* », dérivé du verbe « *husteréō* », qui signifie « *être en retard* »).

En utilisant des seuils différents pour les transitions négatives-à-positives et positives-à-négatives, on crée une bande d'hystérésis qui s'étend au-dessus et en dessous de la tension de référence. Cette bande d'hystérésis agit comme une zone tampon, empêchant les petites fluctuations du signal d'entrée de provoquer des transitions de sortie indésirables et assurant une réponse plus stable du comparateur.

Concrètement, lorsque le signal d'entrée augmente et atteint le seuil supérieur, la sortie du comparateur change d'état. De même, lorsque le signal d'entrée diminue et atteint le seuil inférieur, la sortie change à nouveau d'état. Cette méthode réduit les faux déclenchements causés par le bruit et les variations de faible amplitude, garantissant que seules les variations significatives du signal d'entrée entraîneront un changement d'état. Ce concept est illustré à la Figure 12-14.

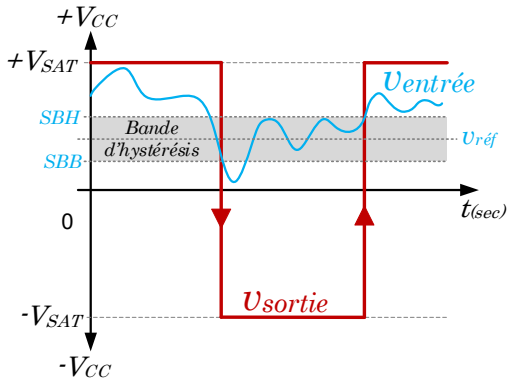
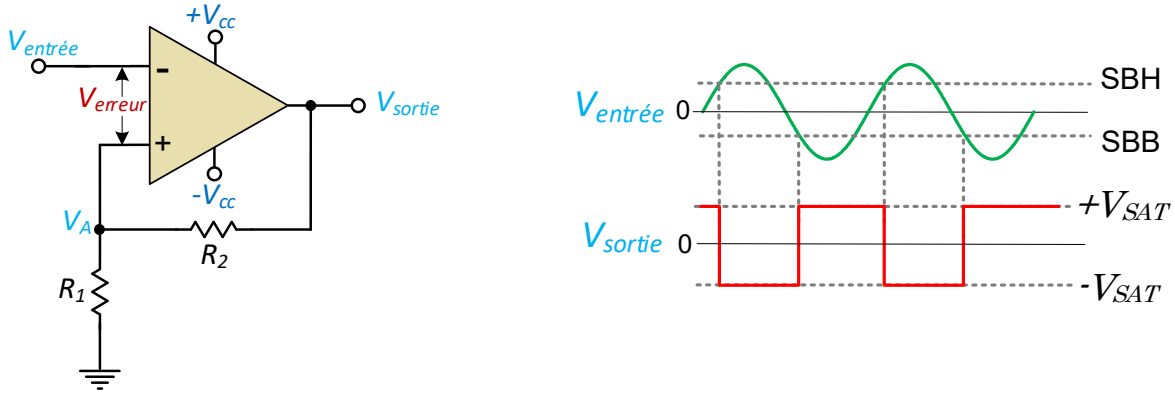


Figure 12-14 Transitions de sortie du comparateur à hystérésis.

Dans les sections suivantes, nous présenterons les deux schémas de base couramment rencontrés : le comparateur inverseur (négatif) avec hystérésis et le comparateur non-inverseur (positif) avec hystérésis.

12.2.7 Comparateur inverseur avec hystérésis

Voici un exemple de comparateur inverseur avec hystérésis (Figure 12-15) réalisé à l'aide d'un amplificateur opérationnel. Cette configuration fonctionne en renvoyant une fraction du signal de sortie (V_{sortie}) vers l'entrée non-inverseuse. La contre-réaction positive introduit une nouvelle tension de basculement après chaque transition.



a) Circuit comparateur inverseur à hystérésis b) Signaux d'entrée et de sortie

Figure 12-15 Comparateur inverseur à hystérésis.

La tension V_A du circuit est donnée par la formule générale suivante :

$$V_A = V_{sortie} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-2 Tension V_A en fonction de la tension de sortie V_s.

Supposons d'abord que la tension $V_{erreur} > 0$, ce qui donne $V_{sortie} = +V_{SAT}$. Dans ce cas, la tension V_A s'exprime comme suit :

$$V_A = +V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-3 Tension V_A lorsque $V_s = +V_{SAT}$.

Donc

$$V_{erreur} = V_{(+)} - V_{(-)} = V_A - V_{entrée} = +V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} - V_{entrée}$$

Équation 12-4 Tension V_{erreur} lorsque $V_s = +V_{SAT}$.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Lorsque la tension d'entrée augmente au point de dépasser V_A, V_{erreur} devient négative et, par conséquent, V_{Sortie} bascule de $+V_{SAT}$ à $-V_{SAT}$. Ce moment précis, appelé t_1, correspond à l'instant du premier basculement de V_{Sortie} lorsque la tension d'entrée augmente. Ce seuil de basculement est appelé ***seuil de basculement haut*** (*SBH*).

$$SBH = +V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-5 Tension de basculement haut SBH du comparateur inverseur à hystérésis.

La tension de sortie V_{Sortie} reste à la même valeur de $-V_{SAT}$ tant que la tension d'entrée continue d'augmenter.

Lorsque la tension d'entrée $V_{entrée}$ diminue jusqu'à l'instant t_2 où V_{erreur} devient positive, la sortie bascule à nouveau, passant de $-V_{SAT}$ à $+V_{SAT}$. Ainsi, t_2 correspond à l'instant du deuxième basculement de V_{Sortie} lorsque la lorsque la tension d'entrée diminue, ce qui correspond au ***seuil de basculement bas*** (*SBB*).

$$SBB = -V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} = -SBH$$

Équation 12-6 Tension de basculement bas SBB du comparateur inverseur à hystérésis.

La tension de sortie V_{Sortie} reste à la même valeur de $+V_{SAT}$ tant que la tension d'entrée continue de diminuer.

Il est important de noter que la valeur maximale de ± V_{SAT} dépend de la tension d'alimentation ainsi que de la perte de tension dans l'amplificateur opérationnel, laquelle est fonction de la charge. La caractéristique de transfert est présentée à la Figure 12-16.

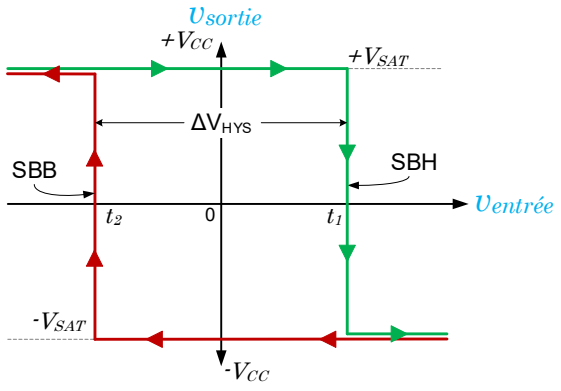


Figure 12-16 Fonction de transfert du comparateur inverseur à hystérésis.

On remarque que le cycle d'hystérésis est symétrique. On définit la tension d'hystérésis, ΔV_{HYS} par l'équation suivante :

$$\Delta V_{HYS} = SBH - SBB = V_{SAT} \cdot \frac{2 \cdot R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-7 Tension d'hystérésis du comparateur inverseur à hystérésis.

Exemple 12.1

Déterminez les tensions de basculement SBH et SBB du circuit de la Figure 12-17.

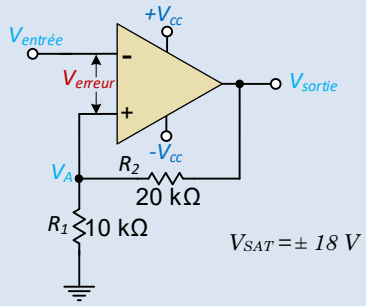


Figure 12-17 Comparateur inverseur à hystérésis.

Solution :

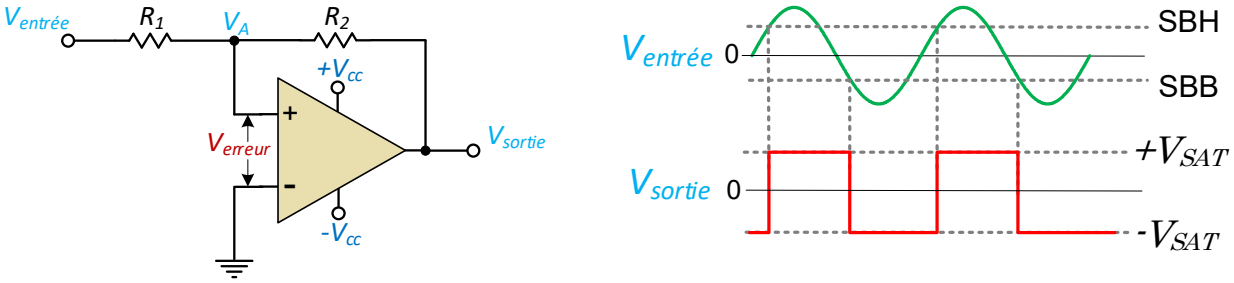
$$SBH = +V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1+R_2)} = +18\,V \cdot \frac{10\ k\Omega}{(10\ k\Omega + 20\ k\Omega)} = +6\ V$$

$$SBB = -V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1+R_2)} = -18\,V \cdot \frac{10\ k\Omega}{(10\ k\Omega + 20\ k\Omega)} = -6\ V$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

12.2.8 Comparateur non-inverseur avec hystérésis

Le comparateur non-inverseur à hystérésis existe aussi (Figure 12-18).

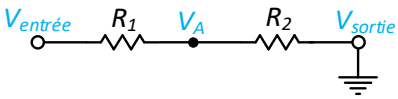


a) Circuit comparateur non-inverseur à hystérésis b) Signaux d'entrée et de sortie

Figure 12-18 Comparateur non-inverseur à hystérésis.

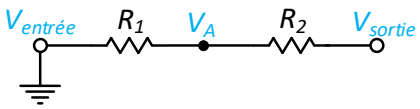
Dans le circuit comparateur non-inverseur à hystérésis, pour définir la tension V_A, on utilise le théorème de superposition.

Contribution de $V_{entrée}$ sur V_A :



$$V_A = V_{entrée} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$$

Contribution de V_{Sortie} sur V_A :



$$V_A = V_{sortie} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Figure 12-19 Théorème de superposition.

Alors,

$$V_A = V_{entrée} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} + V_{sortie} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-8 Tension V_A en fonction de la tension d'entrée et de sortie.

Supposons au début que la tension $V_{erreur} < 0$, $V_{sortie} = -V_{SAT}$, alors

$$V_{erreur} = V_{(+)} - V_{(-)} = V_A - 0 = V_{entrée} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} - V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-9 Tension V_{erreur} lorsque $V_s = -V_{SAT}$.

Lorsque la tension d'entrée augmente jusqu'à l'instant t_1 où V_{erreur} = 0, on observe le premier basculement de la tension de sortie de -V_{SAT} à +V_{SAT}, défini par le ***seuil de basculement haut*** (*SBH*).

$$V_{erreur} = V_{entrée} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} - V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} = 0$$

$$V_{entrée} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

$$V_{entrée} = +V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{R_2} = SBH$$

$$\boxed{SBH = +V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{R_2}}$$

Équation 12-10 Tension de basculement haut SBH du comparateur non-inverseur à hystérésis.

La tension de sortie V_{Sortie} reste à la même valeur de +V_{SAT} tant que la tension d'entrée continue d'augmenter, alors

$$V_{erreur} = V_{(+)} - V_{(-)} = V_A - 0 = V_{entrée} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} + V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-11 Tension V_{erreur} lorsque $V_s = +V_{SAT}$.

Le basculement bas s'obtient lorsque la tension d'entrée diminue jusqu'à l'instant t_2 où V_{erreur} = 0 ce qui correspond au ***seuil de basculement bas*** (*SBB*) telle que :

$$V_{erreur} = V_{entrée} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} + V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} = 0$$

$$V_{entrée} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = -V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

$$V_{entrée} = -V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{R_2} = SBB$$

$$\boxed{SBB = -V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{R_2}}$$

Équation 12-12 Tension de basculement haut SBB du comparateur non-inverseur à hystérésis.

La caractéristique de transfert est présentée à la Figure 12-20.

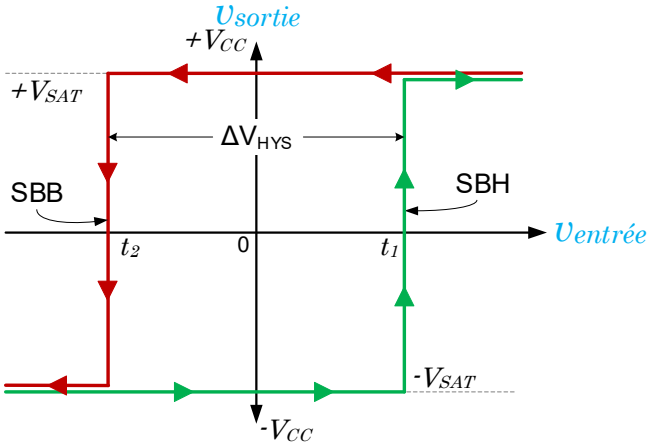


Figure 12-20 Fonction de transfert du comparateur non-inverseur à hystérésis.

On remarque que le cycle d'hystérésis est toujours symétrique. On définit la tension d'hystérésis, ΔV_{HYS} par l'équation suivante :

$$\Delta V_{HYS} = SBH - SBB = V_{SAT} \cdot \frac{2 \cdot R_1}{R_2}$$

Équation 12-13 Tension d'hystérésis du comparateur non-inverseur à hystérésis.

Exemple 12.2

Déterminez les tensions de basculement SBH et SBB du circuit de la Figure 12-21.

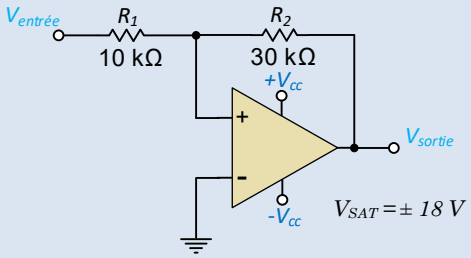


Figure 12-21 Comparateur non-inverseur à hystérésis.

Solution :

$$SBH = +V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{R_2} = +18\,V \cdot \frac{10\,k\Omega}{30\,k\Omega} = +6\ V$$

$$SBB = -V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{R_2} = -18\,V \cdot \frac{10\,k\Omega}{30\,k\Omega} = -6\ V$$

12.2.9 Comparateur à fenêtre

Un seul comparateur de tension permet de savoir si une tension d'entrée est au-dessus ou en dessous d'un seuil de référence. Pour déterminer si une tension d'entrée se situe entre deux seuils, il faut utiliser deux comparateurs, chacun vérifiant une des limites. C'est le rôle du comparateur à fenêtre. Le comparateur à fenêtre détecte si une tension d'entrée se situe à l'intérieur ou à l'extérieur d'une plage de tensions définie.

Il existe plusieurs configurations de montage des comparateurs à fenêtre. Pour simplifier, nous allons présenter un exemple particulier. La Figure 12-22 montre un montage spécifique qui met en évidence les principes fondamentaux et les applications typiques de ces comparateurs. Cet exemple nous permettra de mieux comprendre leur fonctionnement et leur utilité dans divers contextes.

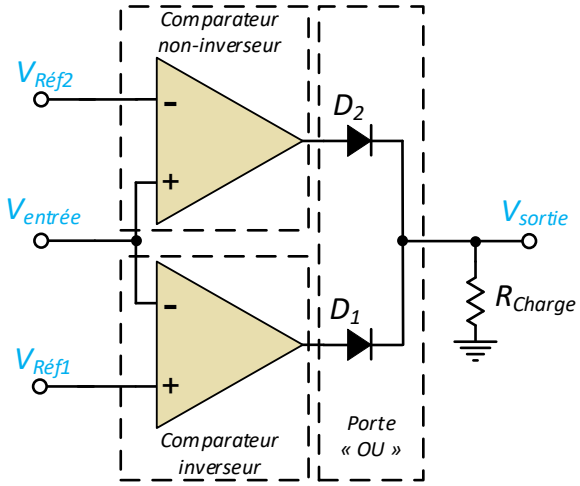


Figure 12-22 Schéma de base du comparateur à fenêtre.

On suppose ici que la condition $V_{Réf2} > V_{Réf1}$ est vérifiée. Les trois états possibles de sortie sont:

- $V_{sortie} = + V_{SAT}$ ou $(+ V_{CC})$, si $V_{entrée} < V_{Réf1}$
- $V_{sortie} = 0$ V, si $V_{Réf1} < V_{entrée} < V_{Réf2}$
- $V_{sortie} = + V_{SAT}$ ou $(+ V_{CC})$, si $V_{entrée} > V_{Réf2}$

La caractéristique de transfert est présentée à la Figure 12-23.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

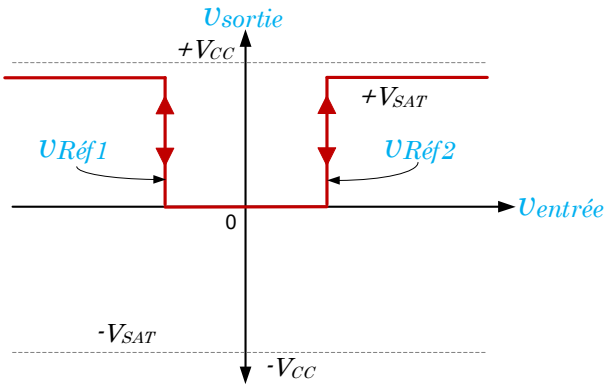


Figure 12-23 Fonction de transfert du comparateur à fenêtre.

Il est possible d'inverser le signal de sortie en utilisant un transistor bipolaire. Ce circuit est représenté à la Figure 12-24.

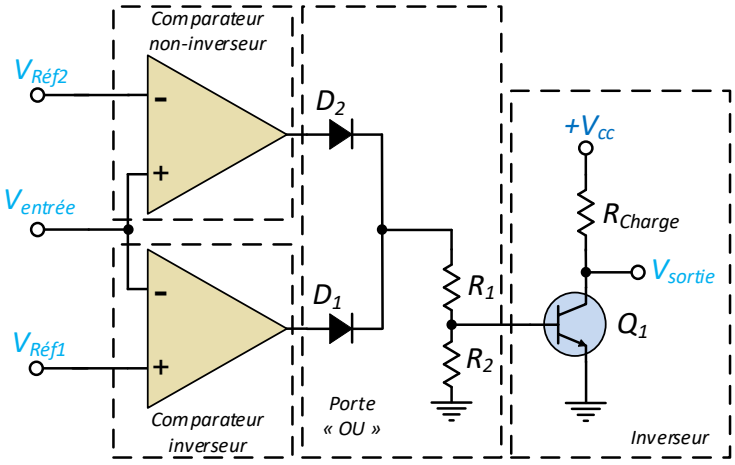


Figure 12-24 Schéma de base du comparateur à fenêtre avec inverseur à la sortie.

La caractéristique de transfert du comparateur à fenêtre avec inverseur à la sortie est présentée à la Figure 12-25.

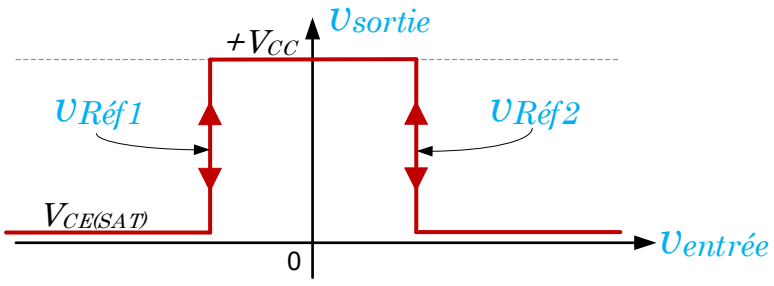


Figure 12-25 Fonction de transfert du comparateur à fenêtre avec inverseur à la sortie.

Exemple 12.3

Déterminez les tensions de références $V_{Réf1}$ et $V_{Réf2}$ du circuit de la Figure 12-26 si la tension V_{CC} = +15 V. Dessinez la fonction de transfert du signal de sortie.

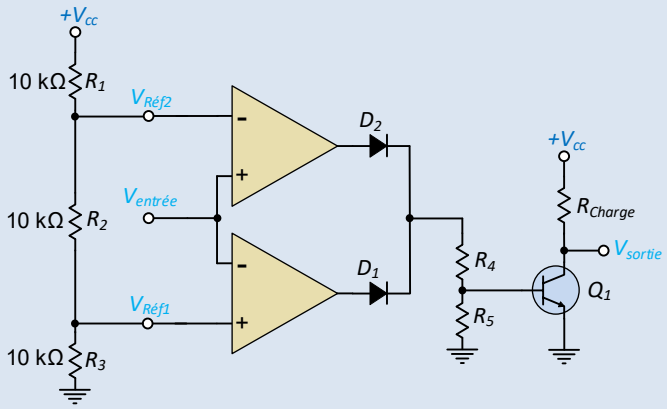


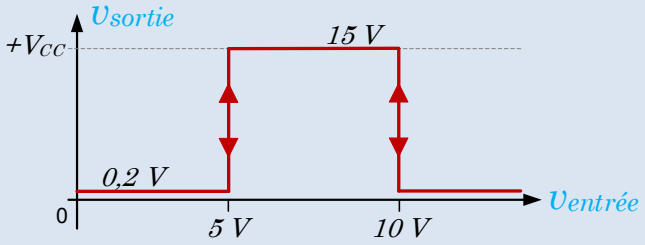
Figure 12-26 Comparateur à fenêtre avec inverseur à la sortie.

Solution :

$$V_{Réf1} = +V_{CC} \cdot \frac{R_3}{(R_1+R_2+R_3)} = +15\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{(10\ k\Omega+10\ k\Omega+10\ k\Omega)} = +5\ V$$

$$V_{Réf2} = +V_{CC} \cdot \frac{(R_2+R_3)}{(R_1+R_2+R_3)} = +15\ V \cdot \frac{(10\ k\Omega+10\ k\Omega)}{(10\ k\Omega+10\ k\Omega+10\ k\Omega)} = +10\ V$$

La fonction de transfert est :

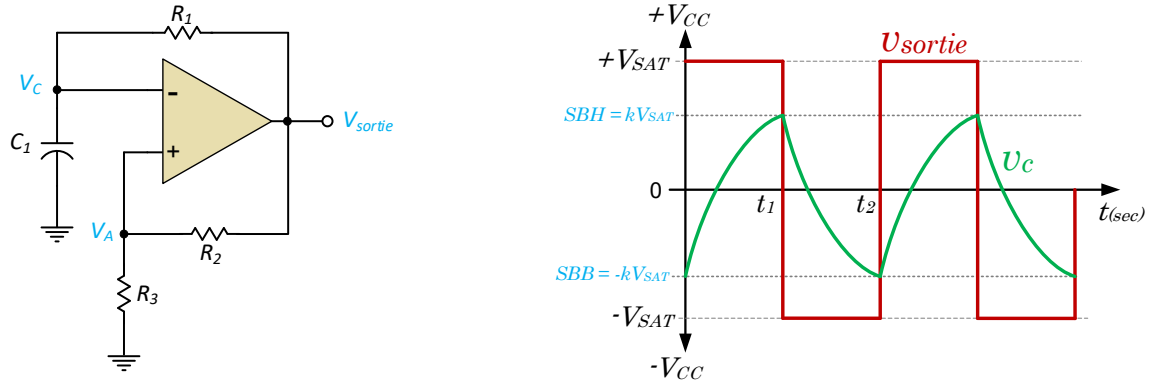


© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

12.2.10 Oscillateur à circuit intégré

En introduisant une tension de référence variable dans le temps, il est possible de réaliser un oscillateur à relaxation à l'aide d'un comparateur avec hystérésis (Figure 12-27). Dans ce montage, un condensateur se charge exponentiellement via la sortie du comparateur lorsque le signal de sortie est à un niveau haut. À mesure que la tension à l'entrée non-inverseuse augmente en raison de la charge du condensateur, elle atteint un seuil supérieur (SBH), provoquant le basculement du comparateur et le passage de sa sortie à un niveau bas.

Une fois la sortie basculée, le condensateur se décharge, abaissant la tension à l'entrée non-inverseuse jusqu'à franchir un seuil inférieur (SBB). Lorsque ce seuil est atteint, le comparateur revient à son état initial (niveau haut), relançant le cycle. Ce processus répété engendre une oscillation stable, le condensateur alternant entre charge et décharge au rythme des transitions du comparateur.



a) Circuit oscillateur b) Signaux d'entrée et de sortie

Figure 12-27 Oscillateur à relaxation à amplificateur opérationnel.

Formules pour l'oscillateur à relaxation

$$V_A = V_{Sortie}\left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right)$$

Équation 12-14 Tension V_A.

$$k = \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right)$$

Équation 12-15 Facteur k de l'oscillateur.

Les tensions de seuil de basculement sont :

$$SBH = +V_{SAT} \cdot \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) = +V_{SAT} \cdot k$$

Équation 12-16 Tension de basculement haut SBH de l'oscillateur.

$$SBB = -V_{SAT} \cdot \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) = -V_{SAT} \cdot k$$

Équation 12-17 Tension de basculement haut SBH de l'oscillateur.

La demi-période de l'onde [0 t_1] est donné par la formule suivante :

$$t_1 = R_1 C_1 \cdot ln\left[\frac{(1+k)}{(1-k)}\right]$$

Équation 12-18 Temps du premier demi-cycle de l'onde.
(Voir l'annexe G pour plus de détails)

La demi-période de l'onde [t_1 t_2] est donné par la formule suivante :

$$t_2 - t_1 = 2 \cdot R_1 C_1 \cdot ln\left[\frac{(1+k)}{(1-k)}\right]$$

Équation 12-19 Temps du deuxième demi-cycle de l'onde.
(Voir l'annexe G pour plus de détails)

La période de l'onde est donnée par :

$$T = t_1 + t_2 = t_1 + (t_2 - t_1) = t_2 = 2 \cdot t_1$$

Donc,

$$T = 2 \cdot R_1 C_1 \cdot ln\left(\frac{2 \cdot R_3}{R_2} + 1\right)$$

Équation 12-20 Période de l'oscillateur.
(Voir l'annexe G pour plus de détails)

Le rapport cyclique est :

$$R.C. = \frac{t_1}{T}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Mais,

$$T = 2 \cdot t_1$$

Alors

$$\boxed{R.C. = \frac{t_1}{2 \cdot t_1} = \frac{1}{2} = 0{,}5\ (ou\ 50\%)}$$

Équation 12-21 Rapport cyclique de l'oscillateur.

Ce circuit constitue un oscillateur et génère une tension rectangulaire. Il importe d'utiliser un amplificateur opérationnel dont le temps de montée « *Slew rate* » est le plus petit possible.

Exemple 12.4

Déterminez les tensions SBH et SBB, ainsi que la fréquence du signal de sortie du circuit de la Figure 12-28.

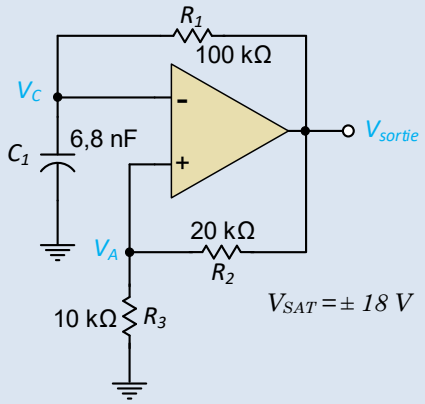


Figure 12-28 Oscillateur à relaxation.

Solution :

$$SBH = +V_{SAT} \cdot \left(\frac{R_3}{R_2+R_3}\right) = +18\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{(20\ k\Omega+10\ k\Omega)} = +6\ V$$

$$SBB = -V_{SAT} \cdot \left(\frac{R_3}{R_2+R_3}\right) = -18\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{(20\ k\Omega+10\ k\Omega)} = -6\ V$$

$$T = 2 \cdot R_1 C_1 \cdot ln\left(\frac{2 \cdot R_3}{R_2} + 1\right) = 2 \cdot 100\ k\Omega \cdot 6{,}8\ \text{nF} \cdot ln\left(\frac{2 \cdot 10\ k\Omega}{20\ k\Omega} + 1\right) = 942{,}68\ us$$

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{942{,}68\ us} = 1{,}06\ kHz$$

12.3 Circuits intégrés comparateur de tension

Dans la section précédente, nous avons étudié quelques circuits comparateurs utilisés pour détecter les différences de tension entre deux signaux d'entrée. Bien que nous puissions utiliser des amplificateurs opérationnels tels que le 741 comme circuit de comparateur de base, le problème est que les amplis-op sont uniquement optimisés pour une opération linéaire. Il existe des circuits intégrés appelés « *comparateurs de tension* » qui sont spécialement conçus pour détecter rapidement et avec précision les différences de tension entre deux signaux d'entrée. Nous présentons dans cette section les caractéristiques fondamentales des comparateurs de tension, ainsi qu'un modèle couramment utilisé, le *LM339*.

12.3.1 Introduction

Les amplificateurs opérationnels standard sont principalement conçus pour des applications en boucle fermée, où une fonction linéaire est obtenue grâce à une rétroaction négative. Lorsqu'ils sont utilisés comme comparateurs, les amplificateurs opérationnels rencontrent des défis importants liés à l'alimentation et aux temps de commutation. Bien que la compensation en fréquence agisse comme un filtre passe-bas pour améliorer la stabilité en mode linéaire, elle limite également la bande passante à environ 100 à 200 kHz, selon le modèle spécifique de l'amplificateur opérationnel utilisé. De plus, la vitesse de commutation est directement influencée par cette compensation en fréquence, entraînant à des fréquences élevées un délai significatif lors des transitions du signal de sortie.

En revanche, un comparateur de tension dédié est un dispositif non linéaire qui offre une saturation importante grâce à son très haut gain, même lorsque les signaux d'entrée diffèrent d'une quantité relativement faible. La principale différence entre un comparateur à amplificateur opérationnel et un comparateur de tension réside dans l'étage de sortie. En effet, un amplificateur opérationnel standard possède un étage de sortie optimisé pour une opération linéaire, tandis que l'étage de sortie d'un comparateur de tension est conçu pour fonctionner en saturation continue, car il doit rester proche des alimentations +Vcc ou -Vcc, plutôt qu'entre ces deux niveaux. Cela permet au comparateur de tension de réagir rapidement aux variations des signaux d'entrée et de produire des transitions nettes entre les états de sortie.

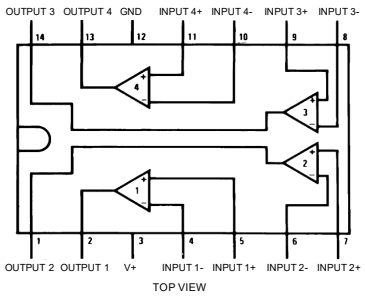
Une vaste sélection de circuits intégrés comparateurs est disponible, conçue pour fonctionner efficacement avec une alimentation monopolaire aussi basse que 5 volts. Ces comparateurs se distinguent par des temps de basculement rapides. De plus, l'étage de sortie est généralement compatible avec les niveaux logiques TTL et CMOS, et peut également être configuré en collecteur ouvert.

Leur technologie diffère; on trouve des circuits à faible consommation, programmables, « *duals* » ou « *quads* », avec hystérésis, avec deux sorties complémentaires. La caractéristique essentielle de ces circuits est le temps de réponse, situé entre 10 ns et 1 us.

12.3.2 Comparateur LM339

Le circuit intégré *LM339* est un comparateur emblématique, largement reconnu pour sa polyvalence. Il intègre quatre comparateurs dans un seul boîtier, offrant ainsi une solution efficace pour de nombreuses applications. Voici ses principales caractéristiques.

a) Boitier



b) Brochage

Figure 12-29 Comparateur LM339.
« Source : *National Semiconductor* »

Caractéristiques générales

- Une alimentation monopolaire de 2 V à 36 V ou bipolaire jusqu'à ±18 V.
- Une compatibilité TTL et CMOS.
- Une sortie à collecteur ouvert.
- Un temps de réponse de 300 nsec.
- Un gain en boucle ouverte de 200 000 (pour R_L = 15 KΩ et V_{CC} = 15V).

Le *LM339* est un circuit intégré comprenant quatre comparateurs de tension indépendants, à sortie collecteur ouvert (transistor NPN Q_8, Figure 12-30). La Figure 12-30 montre le schéma fonctionnel simplifié d'un des circuits comparateurs du *LM339*. Le circuit intégré peut opérer avec une alimentation simple ou bipolaire avec des tensions jusqu'à 36 V. La configuration de sortie à collecteur ouvert permet d'utiliser le dispositif dans des configurations en fonction « *OU* » câblées, telles que les comparateurs de fenêtres. Le courant circulant dans le transistor de sortie est limité par le manufacturier à 16 mA.

Typiquement, la dissipation de puissance est de 4 mW lorsque les comparateurs sont à l'état « *OFF* » à partir d'une seule alimentation de +5 V (1 mW/comparateur).

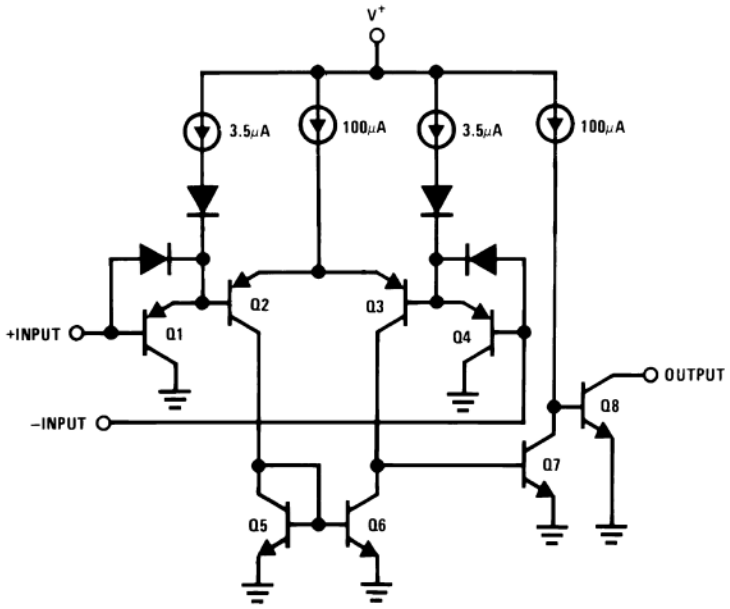


Figure 12-30 Schéma fonctionnel simplifié d'un des comparateurs du *LM339*.
« Source : *Texas Instrument* »

La Figure 12-30 illustre le schéma fonctionnel équivalent du *LM339*.

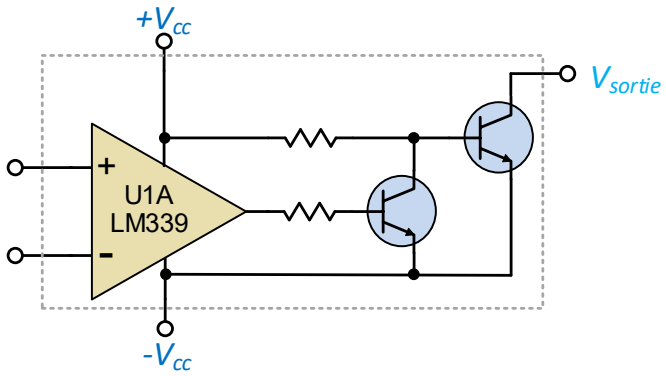


Figure 12-31 Schéma fonctionnel équivalent du *LM339*.

Étant donné que la sortie est un collecteur ouvert, il est nécessaire d'utiliser une résistance de tirage vers le haut (« *pull-up* ») entre la sortie et l'alimentation (R_1 de la Figure 12-32) pour obtenir les niveaux de tension souhaités. Cette configuration permet de connecter la sortie à une alimentation séparée via la résistance de tirage, facilitant ainsi l'adaptation à des tensions de commutation allant jusqu'à 36 V et un minimum de $V_{CE(SAT)}$ au-dessus de la masse (environ 100 mV). La résistance de tirage permet également de limiter le courant circulant dans le transistor de sortie, garantissant une opération fiable et sécurisée du dispositif.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

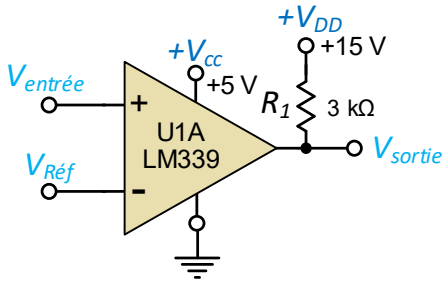


Figure 12-32 Résistance de rappel (« pull-up ») branchée à la sortie d'un *LM339*.

Principales caractéristiques

6.1 Absolute Maximum Ratings

See (1)(2)

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage, V+			36	V_{DC}
Differential input voltage(3)			36	
Input voltage		–0.3	36	
Input current (V_{IN} ≤ 0.3 V_{DC})(4)			50	mA
Power dissipation(5)	PDIP		1050	mW
	Cavity DIP		1190	
	SOIC package		760	

6.3 Recommended Operating Conditions

	MIN	MAX	UNIT
Supply voltage, single	2	36	V
Supply voltage, dual	±1	±18	

6.5 Electrical Characteristics

($V+ = 5\ V_{DC}$, $T_A = 25°C$, unless otherwise stated)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Supply current	$R_L = \infty$ on all comparators		0.8	2	mA_{DC}
	$R_L = \infty$, V+ = 36 V		1	2.5	mA_{DC}
Voltage gain	$R_L \geq 15\ k\Omega$, V+ = 15 V_{DC}, V_O = 1 V_{DC} to 11 V_{DC}	50	200		V/mV
Large signal response time	V_{IN} = TTL logic swing, V_{REF} = 1.4 V_{DC}, V_{RL} = 5 V_{DC}, R_L = 5.1 kΩ		300		ns
Output sink current	$V_{IN(-)}$= 1 V_{DC}, $V_{IN(+)}$ = 0, $V_O \leq 1.5\ V_{DC}$	6	16		mA_{DC}

Figure 12-33 Extrait de la fiche technique du *LM339*.
« Source : *Texas Instrument* »

Recommandations

- Les entrées et les sorties des comparateurs inutilisés doivent être branchées à la masse.
- Pour éliminer les oscillations lors des transitions, il faut réduire les résistances d'entrée (< 10 kΩ).
- Il n'est pas nécessaire d'effectuer un découplage de l'alimentation.
- Les tensions d'entrée[note1] peuvent excéder la tension d'alimentation V_{CC} sans que le circuit intégré ne soit endommagé. Limiter les tensions à environ 25 volts maximum et utiliser des résistances en série avec les entrées (Figure 12-34).
- Limiter les excursions négatives aux entrées en utilisant une diode rapide tel que 1N914 (Figure 12-34).

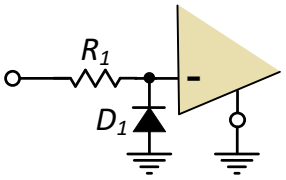


Figure 12-34 Limitations pour les entrées.

12.3.3 Circuits d'applications

Voici quelques exemples de circuits d'applications avec le comparateur *LM339*. La Figure 12-35 montre un comparateur non-inverseur.

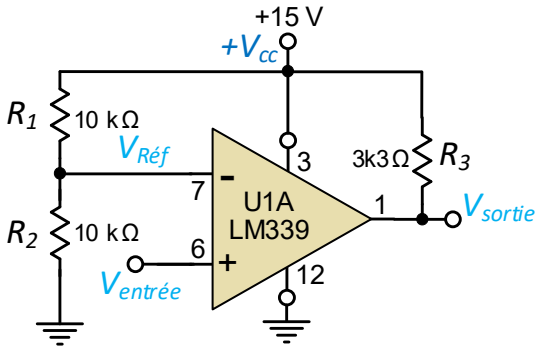


Figure 12-35 Comparateur non-inverseur avec un *LM339*.

[1] Voir les spécifications techniques section 6.1 : *Absolute Maximum Ratings/Input Voltage* de la Figure 12-33

La Figure 12-36 illustre un comparateur non-inverseur avec hystérésis. Il convient de noter que ce circuit fonctionne de la même manière que le comparateur non-inverseur avec hystérésis précédemment présenté. Toutefois, il nécessite la résistance de tirage R_3 pour garantir un fonctionnement optimal.

Rappelons qu'un des avantages d'utiliser un comparateur de tension dans ce montage, plutôt qu'un amplificateur opérationnel standard, est sa capacité à offrir des temps de réponse plus rapides et une saturation significative. Cela permet d'obtenir une meilleure précision et des transitions plus nettes dans les applications où la rapidité est essentielle.

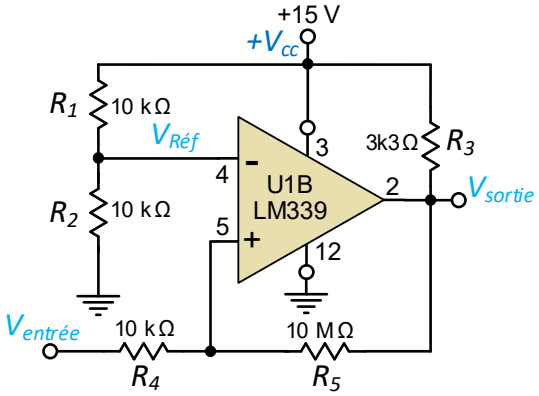


Figure 12-36 Comparateur non-inverseur avec hystérésis avec un *LM339*.

La Figure 12-37 montre un oscillateur astable.

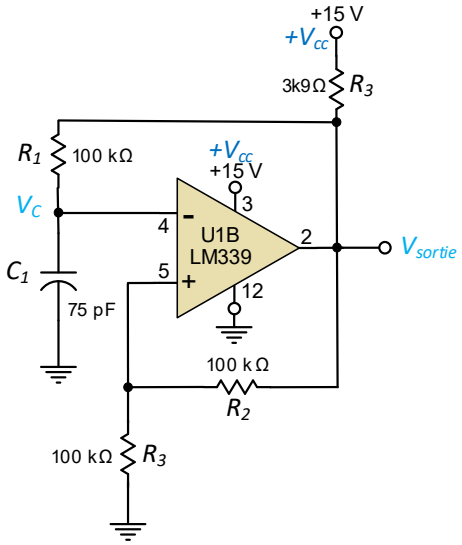


Figure 12-37 Oscillateur astable avec un *LM339*.

La Figure 12-38 montre une porte logique « *ET* » (« *AND* »).

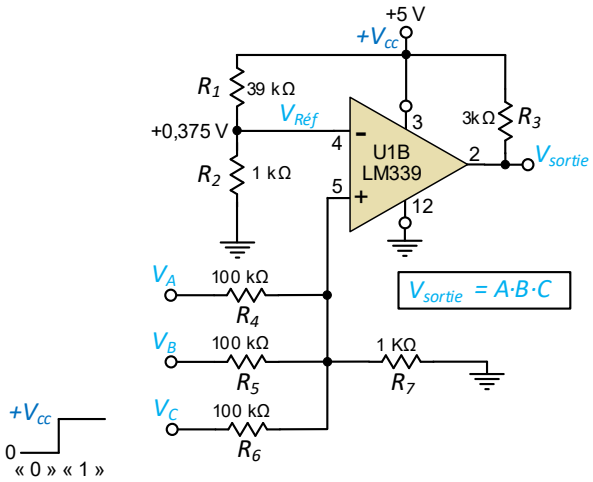


Figure 12-38 Porte « *ET* » (« *AND* ») avec un *LM339*.
« Source : *Texas Instrument* »

La Figure 12-39 montre une porte logique « *OU* » (« *OR* »).

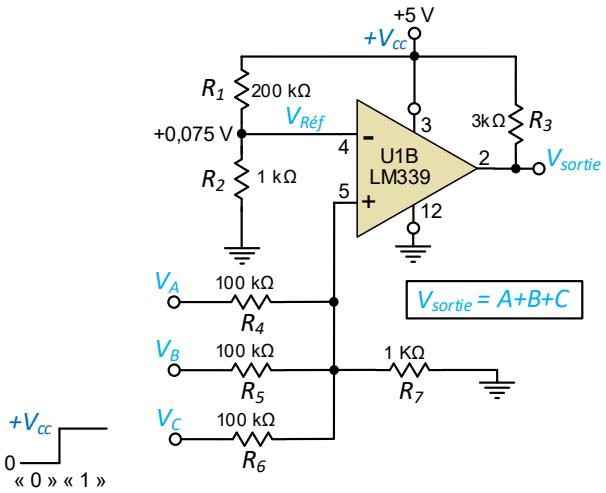


Figure 12-39 Porte « *OU* » (« *OR* ») avec un *LM339*.
« Source : *Texas Instrument* »

La Figure 12-40 montre un générateur de délai de propagation.

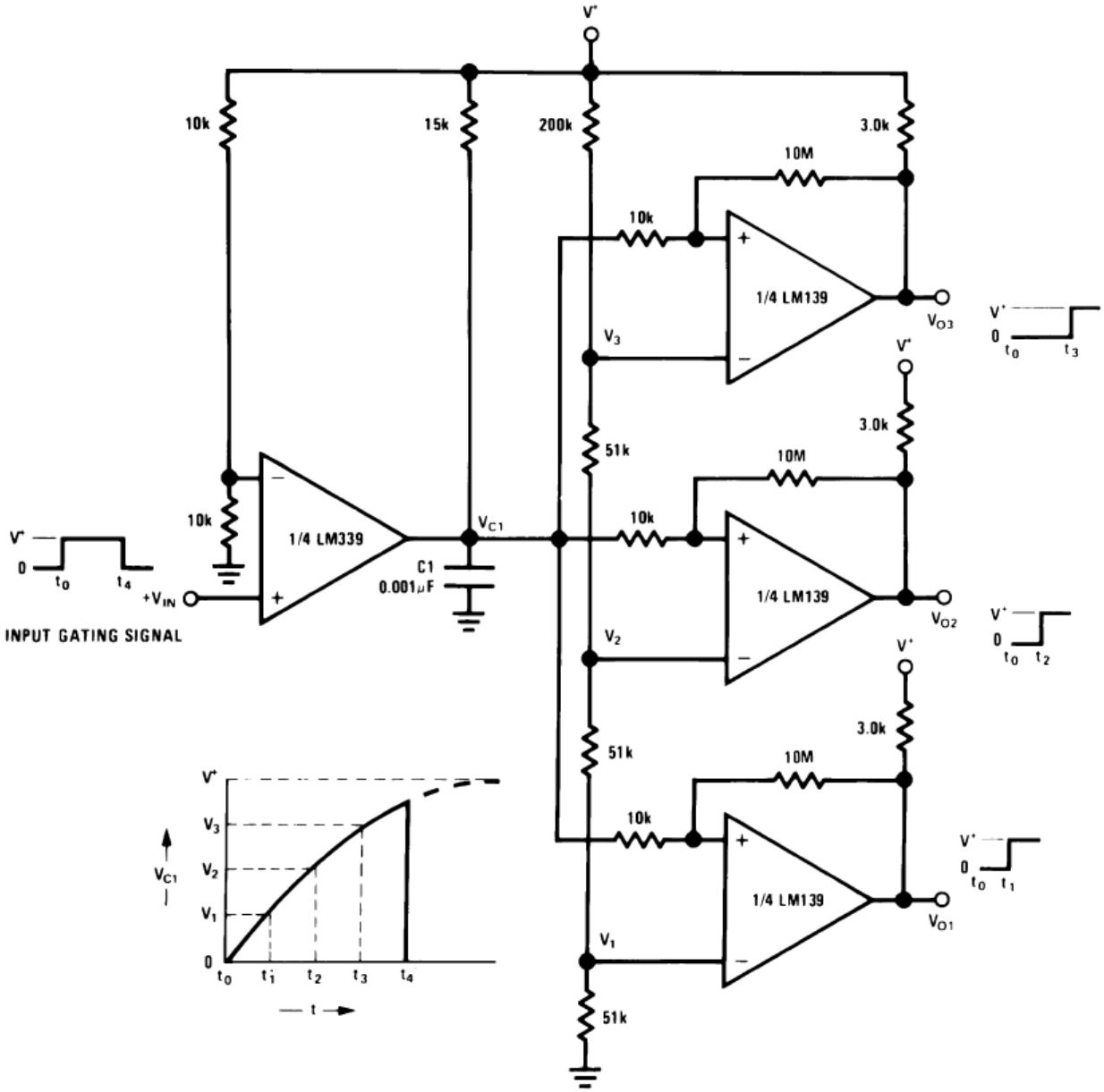


Figure 12-40 Générateur de délai de propagation avec un LM339.
« Source : *Texas Instrument* »

12.4 Ampli-op en régime linéaire

Dans cette section, nous explorerons plusieurs circuits utilisant des amplificateurs opérationnels fonctionnant en régime linéaire. Nous examinerons en détail la configuration et le fonctionnement de différents montages fondamentaux, tels que l'amplificateur sommateur inverseur et non-inverseur à deux entrées, le soustracteur, l'intégrateur et le différenciateur. Enfin, nous terminerons par l'étude des convertisseurs courant-tension. Ces circuits illustrent la polyvalence des amplificateurs opérationnels et leur importance dans le traitement des signaux analogiques.

12.4.1 Amplificateur sommateur inverseur à deux entrées

L'amplificateur sommateur inverseur est un circuit qui utilise un amplificateur opérationnel pour combiner plusieurs signaux d'entrée en une seule sortie, tout en inversant la polarité des signaux. Plus précisément, un amplificateur sommateur inverseur à deux entrées permet d'additionner deux tensions d'entrée en produisant une tension de sortie proportionnelle à la somme pondérée de ces entrées, avec une inversion de phase. La Figure 12-41 montre un montage sommateur inverseur à deux entrées.

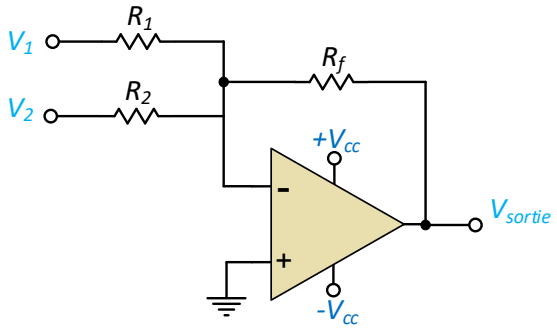


Figure 12-41 Montage sommateur inverseur à deux entrées.

Analyse du circuit : Calcul de la tension de sortie

La Figure 12-42 illustre les courants et les tensions nécessaires pour effectuer le calcul de la tension de sortie d'un amplificateur sommateur inverseur.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

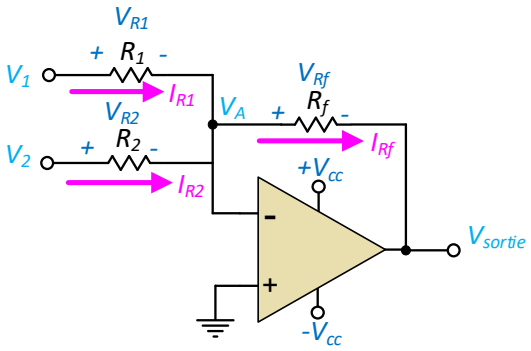


Figure 12-42 Courants et tensions dans l'amplificateur sommateur inverseur à ampli-op.

On suppose l'ampli-op idéal, par conséquent :

- Règle I : la tension (V_{erreur}) de l'ampli-op est nulle, donc $V_A = 0$.
- Règle 2 : les courants d'entrées de l'ampli-op sont négligés, donc $I_{(+)} = I_{(-)} = 0$.

Le courant traversant la résistance R_f est donc la somme des courants I_{R1} et I_{R2}, conformément à la loi des nœuds de Kirchhoff.

$$I_{Rf} = I_{R1} + I_{R2}$$

Équation 12-22

Par la loi d'Ohm,

$$I_{Rf} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}$$

Équation 12-23

Selon la loi de Kirchhoff en tension,

$$V_{sortie} = V_A - V_{Rf} = -V_{Rf}$$

Équation 12-24

En substituant, l'Équation 12-23 dans l'Équation 12-24 et par la loi d'Ohm, nous obtenons,

$$\boxed{V_{sortie} = -I_{Rf} \cdot R_f = -\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}\right) \cdot R_f}$$

Équation 12-25 Tension de sortie du sommateur inverseur à deux entrées

Exemple 12.5

Déterminez la tension de sortie du circuit de la Figure 12-43 en utilisant la loi d'Ohm.

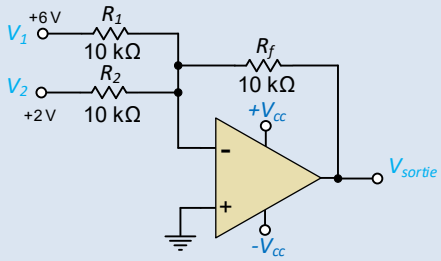


Figure 12-43 Montage sommateur inverseur à deux entrées.

Solution :

$$I_{Rf} = I_{R1} + I_{R2} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = \frac{+6\,V}{10\,k\Omega} + \frac{+2\,V}{10\,k\Omega} = 800\,uA$$

$$V_{sortie} = -I_{Rf} \cdot R_f = 800\,uA \cdot 10\,k\Omega = -8\,V$$

Exemple 12.6

Déterminez la tension de sortie du circuit de la Figure 12-43 en utilisant la loi d'Ohm.

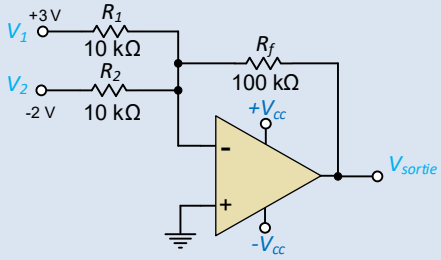


Figure 12-44 Montage sommateur inverseur à deux entrées.

Solution :

$$I_{Rf} = I_{R1} - I_{R2} = \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2}{R_2} = \frac{+3\,V}{10\,k\Omega} - \frac{+2\,V}{10\,k\Omega} = 100\,uA \text{ (dans le sens entrant dans } R_f)$$

$$V_{sortie} = -I_{Rf} \cdot R_f = 100\,uA \cdot 10\,k\Omega = -1\,V$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Plus précisément, si $R_1 = R_2$ dans le montage de la Figure 12-41,

$$V_{sortie} = -\frac{R_f}{R_1}(V_1 + V_2)$$

Équation 12-26

Dans le cas où toutes les résistances sont identiques,

$$V_{sortie} = -(V_1 + V_2)$$

Équation 12-27

De manière générale, si plusieurs d'entrée sont branchées à un montage inverseur, le résultat est un amplificateur qui fait la somme des signaux présents dans les différentes entrées.

$$\boxed{V_S = -\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{R_f}{R_i}\right)V_i}$$

Équation 12-28

Exemple 12.7

Déterminez la tension de sortie du circuit de la Figure 12-45 en utilisant l'équation Équation 12-28.

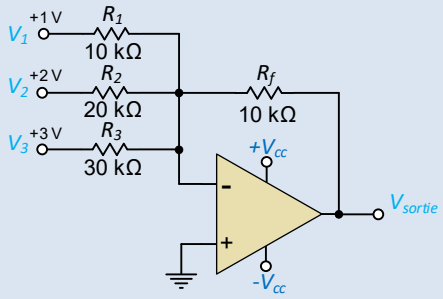


Figure 12-45 Montage sommateur inverseur à trois entrées.

Solution :

$$V_S = -\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{R_f}{R_i}\right)V_i = -\left(\frac{R_f}{R_1}\right)V_1 - \left(\frac{R_f}{R_2}\right)V_2 - \left(\frac{R_f}{R_3}\right)V_3$$

$$V_S = -\left(\frac{10\ k\Omega}{10\ k\Omega}\right)1\ V - \left(\frac{10\ k\Omega}{20\ k\Omega}\right)2\ V - \left(\frac{10\ k\Omega}{30\ k\Omega}\right)3\ V = +3\ V$$

Exemple 12.8

Déterminez la tension de sortie du circuit de la Figure 12-46 en utilisant la loi d'Ohm.

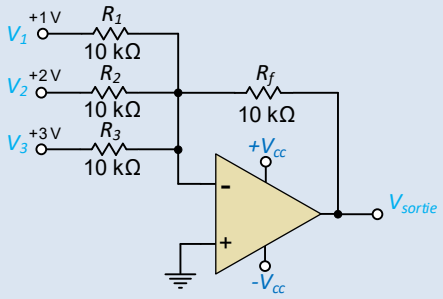


Figure 12-46 Montage sommateur inverseur à trois entrées.

Solution :

Le courant circulant dans R_f se trouve à être la somme de I_{R1}, I_{R2} et I_{R3} (Loi de Kirchhoff en courant). Le courant I_{Rf} crée ainsi la tension V_{Rf}, qui détermine la tension de sortie V_{sortie}. Trouvons les courants I_{R1}, I_{R2} et I_{R3}.

$$I_{R1} = \frac{V_1}{R_1} = \frac{+1\,V}{10\,k\Omega} = 100\,uA \text{ (dans le sens entrant)}$$

$$I_{R2} = \frac{V_2}{R_2} = \frac{+2\,V}{10\,k\Omega} = 200\,uA \text{ (dans le sens entrant)}$$

$$I_{R3} = \frac{V_3}{R_3} = \frac{+3\,V}{10\,k\Omega} = 300\,uA \text{ (dans le sens entrant)}$$

La Figure 12-47 illustre les courants et leurs sens dans le circuit.

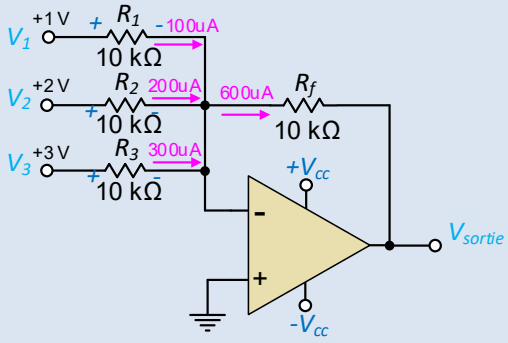


Figure 12-47 Montage sommateur inverseur à trois entrées.

Par conséquent, le courant circulant dans R_f est,

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$I_{Rf} = I_{R1} + I_{R2} + I_{R3} = 100\ uA + 200\ uA + 300\ uA = 600\ uA$$

Ainsi, la tension de sortie est,

$$V_{sortie} = -I_{Rf} \cdot R_f = \ 600\ uA \cdot 10\ k\Omega = -6\ V$$

12.4.2 Applications des amplificateurs sommateurs inverseur

La Figure 12-48 montre un mélangeur audio simplifié (Audio Mixer)

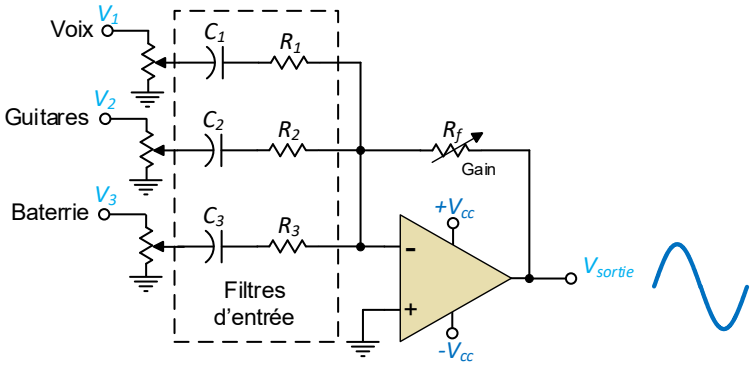


Figure 12-48 Montage mélangeur audio (Audi mixer).

La Figure 12-49 montre un convertisseur numérique à analogue (DA Converter)

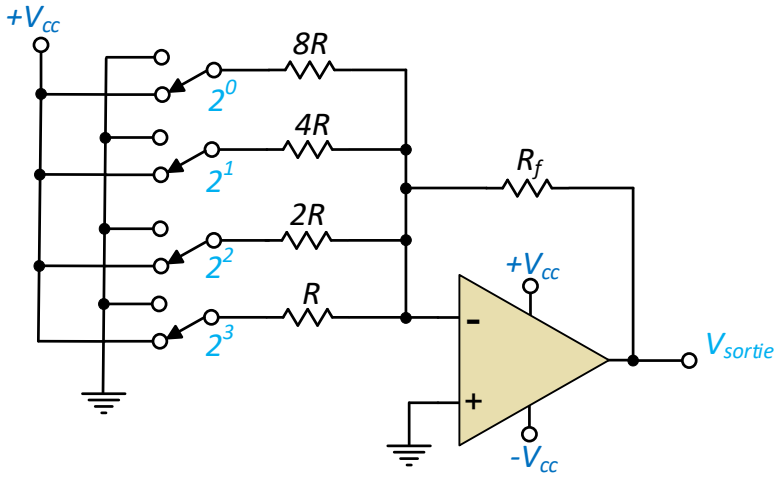


Figure 12-49 Montage Convertisseur numérique à analogue (DA Converter).

12.4.3 Amplificateur sommateur non-inverseur

La Figure 12-50 illustre un montage sommateur pur (non-inverseur).

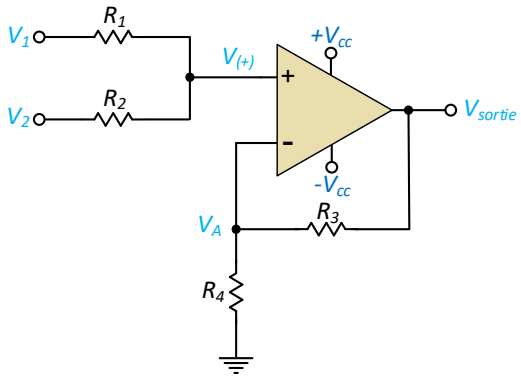


Figure 12-50 Montage sommateur non-inverseur à deux entrées.

Analyse du circuit : Calcul de la tension de sortie

La Figure 12-51 illustre les courants et les tensions nécessaires pour effectuer le calcul de la tension de sortie d'un amplificateur sommateur non-inverseur.

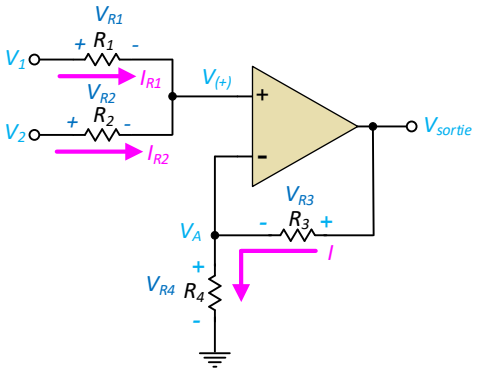


Figure 12-51 Courants et tensions dans l'amplificateur sommateur non-inverseur à ampli-op.

On suppose l'ampli-op idéal, par conséquent,

$$V_A = V_{(-)} = V_{(+)}$$

Équation 12-29 Tension V_A.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Dans le circuit sommateur non-inverseur, pour définir la tension $V_{(+)}$, on utilise le théorème de superposition.

Figure 12-52 Théorème de superposition.

Alors,

$$V_{(+)} = V_1 \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} + V_2 \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} = V_A$$

Équation 12-30 Tension $V_{(+)}$ en fonction des tensions d'entrée.

Selon la loi de Kirchhoff en tension,

$$V_{sortie} = V_A + V_{R3}$$

Équation 12-31

Par la loi d'Ohm,

$$V_{sortie} = V_A + I \cdot R_3$$

Équation 12-32

Et

$$V_{sortie} = V_A + \frac{V_A}{R_4} \cdot R_3$$

Équation 12-33

Donc, la tension de sortie est,

$$V_{sortie} = V_A \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} + 1\right)$$

Équation 12-34

Remplaçons V_A,

$$V_{sortie} = \left[V_1 \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} + V_2 \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}\right] \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} + 1\right)$$

Équation 12-35

Finalement,

$$\boxed{V_{sortie} = V_1 \cdot \left(\frac{R_2}{(R_1 + R_2)}\right) \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} + 1\right) + V_2 \cdot \left(\frac{R_1}{(R_1 + R_2)}\right) \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} + 1\right)}$$

Équation 12-36 Tension de sortie du sommateur non-inverseur à deux entrées.

Exemple 12.9

Déterminez la tension de sortie du circuit de la Figure 12-53 en utilisant l'équation Équation 12-36.

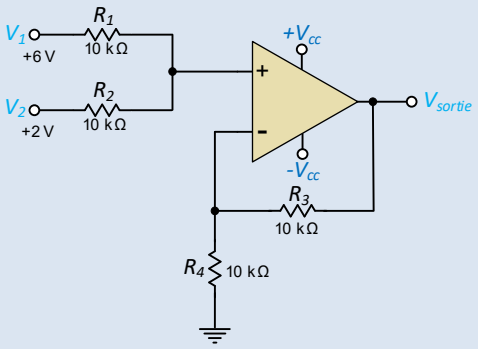


Figure 12-53 Montage sommateur non-inverseur à deux entrées.

Solution :

$$V_{sortie} = V_1 \cdot \left(\frac{R_2}{(R_1+R_2)}\right) \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} + 1\right) + V_2 \cdot \left(\frac{R_1}{(R_1+R_2)}\right) \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} + 1\right)$$

$$V_{sortie} = +6\,V \cdot \left(\frac{10\,k\Omega}{(10\,k\Omega+10\,k\Omega)}\right) \cdot \left(\frac{10\,k\Omega}{10\,k\Omega} + 1\right) + 2\,V \cdot \left(\frac{10\,k\Omega}{(10\,k\Omega+10\,k\Omega)}\right) \cdot \left(\frac{10\,k\Omega}{10\,k\Omega} + 1\right) = +8V$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 12.10

Déterminez la tension de sortie du circuit de la Figure 12-54 en utilisant la loi d'Ohm et le théorème de superposition.

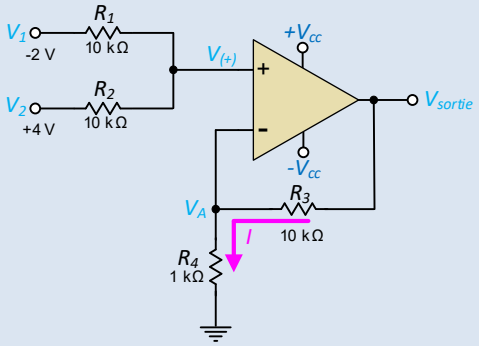


Figure 12-54 Montage sommateur non-inverseur à deux entrées.

Solution :

À l'aide du théorème de superposition, trouvons $V_{(+)}$,

$$V_{(+)} = V_1 \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)} + V_2 \cdot \frac{R_1}{(R_1+R_2)} = -2\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{(10\ k\Omega+10\ k\Omega)} + 4\ V \cdot \frac{10\ k\Omega}{(10\ k\Omega+10\ k\Omega)} = +1\ V$$

$$V_A = V_{(+)} = +1\ V$$

$$I = \frac{V_A}{R_4} = \frac{1}{1\ k\Omega} = 1\ mA$$

$$V_{R3} = I \cdot R_3 = 1\ mA \cdot 10\ k\Omega = 10\ V$$

$$V_{sortie} = V_A + V_{R3} = +1\ V + 10\ V = +11\ V$$

Preuve :

$$V_{sortie} = V_1 \cdot \left(\frac{R_2}{(R_1+R_2)}\right) \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} + 1\right) + V_2 \cdot \left(\frac{R_1}{(R_1+R_2)}\right) \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} + 1\right)$$

$$V_{sortie} = -2\ V \cdot \left(\frac{10\ k\Omega}{(10\ k\Omega+10\ k\Omega)}\right) \cdot \left(\frac{10\ k\Omega}{1\ k\Omega} + 1\right) + 4\ V \cdot \left(\frac{10\ k\Omega}{(10\ k\Omega+10\ k\Omega)}\right) \cdot \left(\frac{10\ k\Omega}{1\ k\Omega} + 1\right)$$

$$V_{sortie} = +11\ V$$

Parfois, les lois et théorèmes peuvent être plus efficaces que les formules toutes faites pour résoudre des problèmes complexes et comprendre les principes fondamentaux des circuits électroniques.

12.4.4 Amplificateur soustracteur (de différence)

L'amplificateur opérationnel configuré en amplificateur différentiel, également appelé amplificateur de différence ou amplificateur soustracteur, est couramment employé dans les dispositifs de mesure. Dans cette configuration, les tensions V_{en1} et V_{en2} sont appliquées respectivement aux entrées inverseuse et non-inverseuse. Lorsque toutes les résistances du circuit sont identiques, la tension de sortie s'exprime simplement par : $V_{sortie} = (V_{en2} - V_{en1})$.

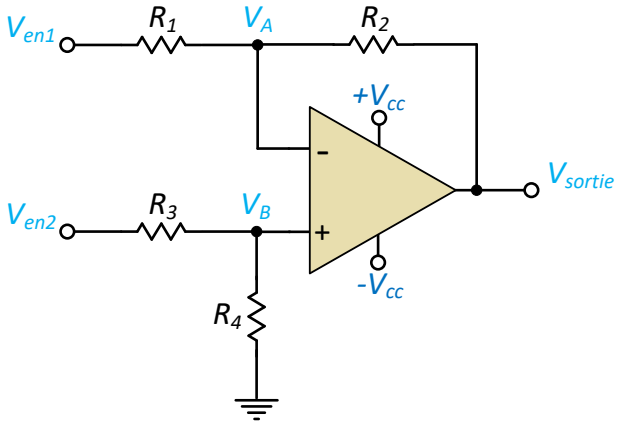


Figure 12-55 Amplificateur de différence.

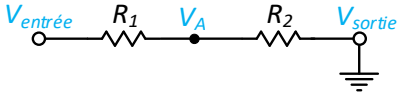
La tension à l'entrée non-inverseuse est,

$$V_{(+)} = V_B = V_{en2} \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)}$$

Équation 12-37 Tension $V_{(+)}$ en fonction de la tension d'entrée V_{en2}.

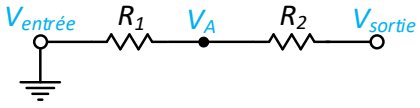
Dans le circuit comparateur non-inverseur avec hystérésis, pour définir la tension V_A, on utilise le théorème de superposition.

Contribution de $V_{entrée}$ sur V_A



$$V_A = V_{entrée} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$$

Contribution de V_{sortie} sur V_A



$$V_A = V_{sortie} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Figure 12-56 Théorème de superposition.

Alors,

$$V_A = V_{en1} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} + V_{sortie} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-38

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$V_A = \frac{V_{en1} \cdot R_2 + V_{sortie} \cdot R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-39 Tension V_A en fonction de la tension d'entrée et de sortie.

L'ampli-op est considéré comme idéal, alors $V_{(+)} = V_{(-)}$, donc,

$$V_{en2} \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} = \frac{V_{en1} \cdot R_2 + V_{sortie} \cdot R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-40

$$V_{en2} \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} = \frac{V_{en1} \cdot R_2}{(R_1 + R_2)} + \frac{V_{sortie} \cdot R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-41

$$V_{sortie} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} = V_{en2} \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} - V_{en1} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 12-42

$$V_{sortie} = V_{en2} \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} - V_{en1} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{R_1}$$

Équation 12-43

$$\boxed{V_{sortie} = V_{en2} \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4)} \cdot \frac{R_4}{R_1} - V_{en1} \cdot \frac{R_2}{R_1}}$$

Équation 12-44 Tension de sortie du soustracteur à deux entrées.

Si $R_2/R_1 = R_4/R_3$, alors,

$$\boxed{V_{sortie} = (V_{en2} - V_{en1}) \cdot \frac{R_2}{R_1}}$$

Équation 12-45 Tension de sortie du soustracteur à deux entrées.

Ce montage est particulièrement sensible au taux de réjection en mode commun. Dans le chapitre 14, nous explorerons des configurations de circuits basées sur des amplificateurs d'instrumentation, qui permettent d'améliorer le rejet en mode commun et de réduire cette sensibilité.

Exemple 12.11

Déterminez la tension de sortie du circuit de la Figure 12-57 en utilisant la loi d'Ohm et les lois de Kirchhoff.

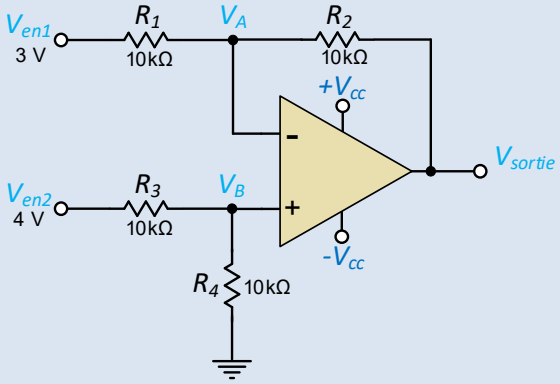


Figure 12-57 Montage amplificateur de différence.

Solution :

L'ampli-op est considéré comme idéal, alors $V_{(+)} = V_{(-)}$, donc,

$$V_A = V_B$$

D'abord, trouvons V_B, par la loi d'Ohm ou plus précisément par la règle du diviseur de tension,

$$V_B = V_{en2} \cdot \frac{R_4}{(R_3+R_4)} = +4\,V \cdot \frac{10\,k\Omega}{(10\,k\Omega + 10\,k\Omega)} = +2\,V$$

Par conséquent,

$$V_A = V_B = +2\,V$$

On constate que la chute de tension aux bornes de la résistance d'entrée R_1 est

$$V_{R1} = V_{entrée} - V_A = +3\,V - 2\,V = +1\,V$$

Par la loi d'Ohm,

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{+1\,V}{10\,k\Omega} = 100\,uA \text{ (dans le sens entrant, donc de gauche vers la droite)}$$

Selon la loi de Kirchhoff en courant (au nœud A),

$$I_{R2} = I_{R1} + I_{(-)}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Mais d'après la règle 2, les courants d'entrées de l'ampli-op sont négligés, donc $I_{(+)} = I_{(-)} = 0$. De cette conséquence, nous avons :

$$I_{R2} = I_{R1} = 100\ uA \text{ (Toujours de gauche vers la droite)}$$

Par la loi d'Ohm, nous obtenons,

$$V_{R2} = I_{R2} \cdot R_2 = 100\ uA \cdot 1\ V = 1\ V$$

Selon la loi de Kirchhoff en tension, la tension de sortie est,

$$V_{sortie} = V_A - V_{Rf} = 2V - 1\ V = +1\ V$$

La Figure 12-58 illustre les courants et les tensions résultants.

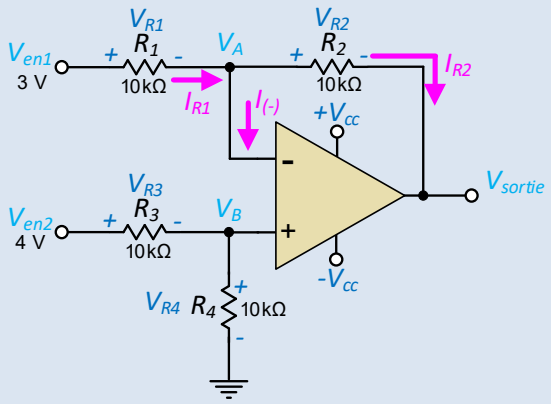


Figure 12-58 Courants et tensions dans le montage amplificateur de différence.

Encore une fois, les lois et théorèmes se révèlent souvent plus efficaces que les formules toutes faites pour résoudre des problèmes complexes et pour approfondir la compréhension des principes fondamentaux des circuits électroniques. En utilisant des concepts comme la loi d'Ohm, les lois de Kirchhoff et le théorème de superposition, il est possible d'acquérir une meilleure flexibilité dans l'analyse et la conception des circuits, facilitant ainsi la résolution de diverses variantes de problèmes électroniques.

12.4.5 Intégrateurs et dérivateurs à amplificateur opérationnel

Les intégrateurs et différenciateurs à amplificateur opérationnel sont des circuits fondamentaux dans les systèmes analogiques, permettant respectivement la conversion d'un signal d'entrée en sa forme intégrée ou dérivée. Ces circuits utilisent des amplificateurs opérationnels associés à des résistances et des condensateurs pour réaliser ces opérations de traitement du signal.

- **Intégrateur à ampli-op** : Ce circuit convertit un signal d'entrée en sa forme intégrée. Il fonctionne en connectant un condensateur en rétroaction négative à un amplificateur opérationnel. La sortie du circuit est une fonction intégrée du signal d'entrée, ce qui est utile dans des applications telles que les filtres actifs, les systèmes de contrôle et les générateurs de formes d'ondes. L'intégrateur est particulièrement efficace pour des tâches nécessitant une intégration continue des signaux.

- **Dérivateur à ampli-op** : À l'inverse, ce circuit fournit la dérivée du signal d'entrée. Il est configuré avec un condensateur à l'entrée du circuit et une résistance en rétroaction négative. Le différenciateur produit une sortie proportionnelle au taux de variation du signal d'entrée, ce qui est précieux dans des applications telles que les circuits de détection de changements rapides et les systèmes de mesure de vitesse.

Il est important de noter que la présente étude est non exhaustive. Les intégrateurs et dérivateurs à amplificateur opérationnel peuvent se décliner en diverses configurations et optimisations, généralement explorées dans des cours de niveau supérieur ou avancé. Nous nous concentrons ici uniquement sur les concepts fondamentaux.

12.4.6 Amplificateur intégrateur

Les intégrateurs sont largement utilisés dans divers domaines de l'électronique pour des applications telles que la résolution d'équations différentielles en calcul analogique, la génération de signaux, la conversion de signaux analogiques en signaux numériques, et bien d'autres encore. Le schéma le plus couramment utilisé est celui représenté dans la Figure 12-59, bien qu'il existe d'autres variantes également utilisées.

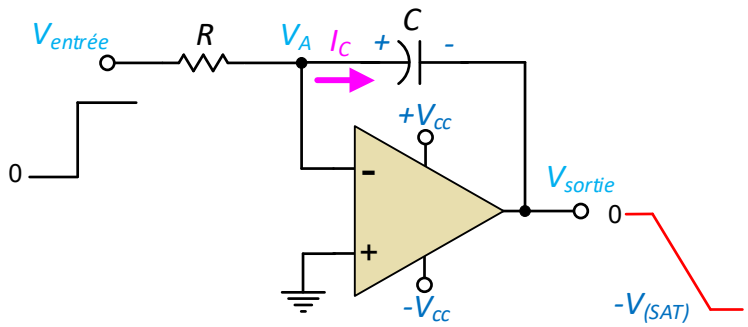


Figure 12-59 Amplificateur intégrateur.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Équation de sortie

$$V_{sortie} = -V_C$$

Équation 12-46

Le courant qui traverse le condensateur et la résistance a pour intensité,

$$I = C\frac{dV_C}{dt} = -C\frac{dV_{Sortie}}{dt}$$

Équation 12-47

$$V_R = V_{entrée}$$

Équation 12-48

$$I = I_R = \frac{V_R}{R} = \frac{V_{entrée}}{R}$$

Équation 12-49

Donc,

$$\frac{V_{entrée}}{R} = -C\frac{dV_{Sortie}}{dt}$$

Équation 12-50

$$V_{entrée} = -RC\frac{dV_{Sortie}}{dt}$$

Équation 12-51

$$\boxed{V_{Sortie} = -\frac{1}{RC}\int V_{entrée}\,dt + cte}$$

Équation 12-52

Par conséquent, le signal de sortie est bien l'intégral du signal d'entrée.

Ce montage ne fonctionne pas parfaitement à cause des courants de polarisation et de la tension de décalage présents à l'entrée, la tension de sortie évoluant vers la saturation positive ou négative. Dans la pratique pour remédier à ce défaut, on place en parallèle sur le condensateur *C* une résistance très grande ($R' >> R$).

Si la tension d'entrée est sinusoïdale, on obtient,

$$V_A = V_{entrée} \cdot \frac{\boldsymbol{Z}_C}{(\boldsymbol{Z}_R + \boldsymbol{Z}_C)} + V_{sortie} \cdot \frac{\boldsymbol{Z}_R}{(\boldsymbol{Z}_R + \boldsymbol{Z}_C)} = 0$$

Équation 12-53

$$\frac{V_{entrée} \cdot \boldsymbol{Z}_C + V_{sortie} \cdot \boldsymbol{Z}_R}{(\boldsymbol{Z}_R + \boldsymbol{Z}_C)} = 0$$

Équation 12-54

$$\frac{V_{entrée} + V_{sortie} \cdot \boldsymbol{Z}_R / \boldsymbol{Z}_C}{\left(\frac{\boldsymbol{Z}_R}{\boldsymbol{Z}_C} + 1\right)} = 0$$

Équation 12-55

Où $\boldsymbol{Z}_R = R$ et $\boldsymbol{Z}_C = 1/j\omega C$

alors

$$\frac{V_{entrée} + V_{sortie} \cdot R/1/j\omega C}{\left(\frac{R}{1/j\omega C} + 1\right)} = 0$$

Équation 12-56

$$\frac{V_{entrée} + V_{sortie} \cdot j\omega RC}{(j\omega RC + 1)} = 0$$

Équation 12-57

$$\frac{V_{entrée}}{(j\omega RC + 1)} + \frac{V_{sortie} \cdot j\omega RC}{(j\omega RC + 1)} = 0$$

Équation 12-58

$$\frac{V_{sortie} \cdot j\omega RC}{(j\omega RC + 1)} = -\frac{V_{entrée}}{(j\omega RC + 1)}$$

Équation 12-59

$$\boxed{V_{sortie} = -\frac{V_{entrée}}{j\omega RC}}$$

Équation 12-60

12.4.7 Amplificateur dérivateur

Les circuits dérivateurs, moins fréquemment employés que les intégrateurs, sont également connus sous le nom de *différentiateurs*. Ils exigent tous une compensation en fréquence. Dans cette section, nous nous concentrons exclusivement sur le circuit dérivateur inverseur.

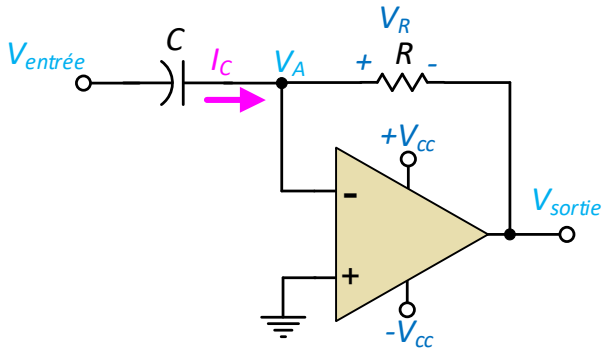


Figure 12-60 Amplificateur dérivateur.

Équation de sortie

$$V_{sortie} = -V_R = -I \cdot R$$

Équation 12-61

Le même courant I traverse la résistance et le condensateur, et est donné par

$$I = C\frac{dV_C}{dt} = -C\frac{dV_{entrée}}{dt}$$

Équation 12-62

Alors, la tension de sortie est,

$$\boxed{V_{sortie} = -RC\frac{dV_{entrée}}{dt}}$$

Équation 12-63

Par conséquent, le signal de sortie est bien la fonction mathématique dérivé du signal d'entrée.

Ce montage est sensible aux tensions parasites (bruits). Les fortes variations introduites par les perturbations sont amplifiées et la sortie sera couverte d'oscillations. Dans la pratique, on place une résistance en série ($R' << R$) avec le condensateur pour minimiser l'effet des parasites à l'entrée.

Si la tension d'entrée est sinusoïdale,

$$I = \frac{V_{entrée}}{\boldsymbol{Z}_C} = -\frac{V_{sortie}}{\boldsymbol{Z}_R}$$

Équation 12-64

$$V_{sortie} = -V_{entrée}\frac{\boldsymbol{Z}_R}{\boldsymbol{Z}_C}$$

Équation 12-65

Où $\boldsymbol{Z}_R = R$ et $\boldsymbol{Z}_C = 1/j\omega C$

Alors,

$$V_{sortie} = -V_{entrée}\frac{R}{1/j\omega C}$$

Équation 12-66

Finalement, la tension de sortie pour un régime sinusoïdale est donnée par,

$$\boxed{V_{sortie} = -V_{entrée} \cdot j\omega RC}$$

Équation 12-67

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

12.4.8 Convertisseur courant-tension

La mesure des faibles courants impose l'utilisation d'un amplificateur opérationnel à très faible courant de polarisation (entrées à JFET).

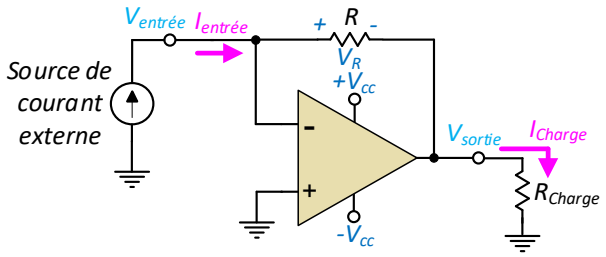


Figure 12-61 Convertisseur courant-tension à amplificateur opérationnel.

Le montage de la Figure 12-61 convertit le courant d'entrée $I_{entrée}$ en une tension V_{Sortie} qui ne dépend pas de la résistance de charge.

Équation de sortie

$$V_{sortie} = -V_R = -I_{entrée} \cdot R$$

Équation 12-68

Exemple 12.12

Déterminer la tension de sortie v_{sortie} du circuit de la Figure 12-62 ainsi que le courant dans la résistance de charge.

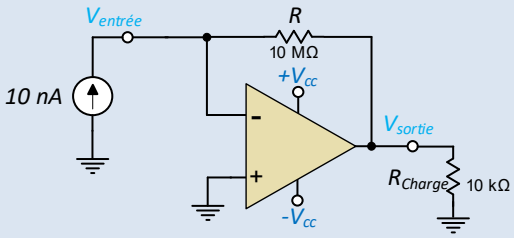


Figure 12-62 Convertisseur courant-tension à amplificateur opérationnel.

Solution :

$$V_{sortie} = -V_R = -I_{entrée} \cdot R = 10\ nA \cdot\ 10\ M\Omega = 100\ \text{mV}$$

$$I_{Charge} = \frac{V_{sortie}}{R_{Charge}} = \frac{100\ mV}{10\ k\Omega} = 10\ \mu A$$

12.5 Filtres actifs

Les filtres intégrant des amplificateurs opérationnels sont appelés des *filtres actifs*. Ils offrent des performances supérieures par rapport aux filtres passifs traditionnels. Grâce à leur capacité à fournir un gain ajustable, des effets de charge négligeables et l'élimination des bobines, ces filtres sont essentiels pour des applications requérant une réponse précise et un contrôle sélectif des fréquences. Dans cette section, nous introduisons les filtres actifs en explorant uniquement les filtres de base : *passe-bas* et *passe-haut*.

12.5.1 Introduction

Les filtres réalisés à partir des composants passifs (R, L et C) introduisent une atténuation du signal. En revanche, l'utilisation d'amplificateurs opérationnels permet de concevoir facilement des filtres actifs aux caractéristiques similaires à celles des filtres passifs, tout en ayant un gain supérieur à 1. Il existe une multitude de filtres actifs, classés en fonction de leur fonction de transfert, comme les filtres de *Butterworth*, de *Tchebychev*, et de *Bessel*. De nombreux livres sont consacrés à leur étude approfondie. Nous nous pencherons uniquement sur quelques exemples simples.

Des filtres actifs simples peuvent être réalisés en utilisant la structure d'un amplificateur inverseur, tel qu'illustrée à la Figure 12-63.

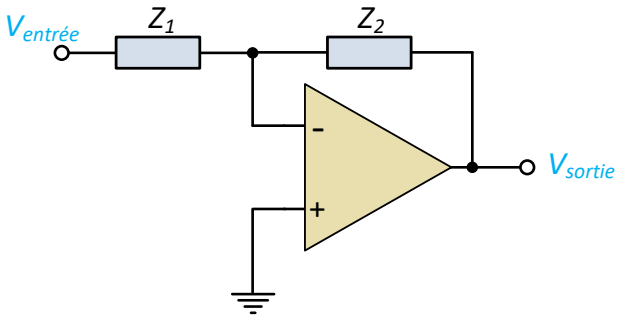


Figure 12-63 Schéma de base d'un filtre actif.

Le gain en tension du montage est,

$$A_v = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

Équation 12-69 Gain du schéma de base d'un filtre actif.

Nous verrons que les impédances, Z_1 et Z_2 seront formées à l'aide de résistances et de capacités.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

12.5.2 Filtre passe-bas actif

Il s'agit d'un inverseur de tension muni d'un réseau R_2 *et* C (impédance Z_2) comme élément de rétroaction et une résistance (R_1) pour élément d'entrée. La Figure 12-64 montre un montage d'un filtre passe-bas du 1er ordre avec ampli-op.

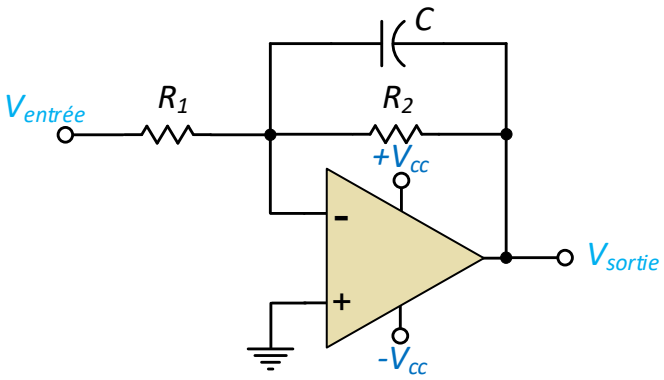


Figure 12-64 Filtre actif passe-bas du 1er ordre.

Aux très basses fréquences, le condensateur fonctionne comme un circuit ouvert, ce qui permet au circuit de se comporter comme un amplificateur inverseur simple avec un gain en tension de $-R_2/R_1$. À mesure que la fréquence augmente, la réactance capacitive diminue, entraînant une diminution du gain en tension. Lorsque la fréquence tend vers l'infinie, le condensateur agit comme un court-circuit et le gain en tension tend vers zéro.

Un exemple de réponse en fréquence pour un gain de +20 dB est illustré à la Figure 12-65.

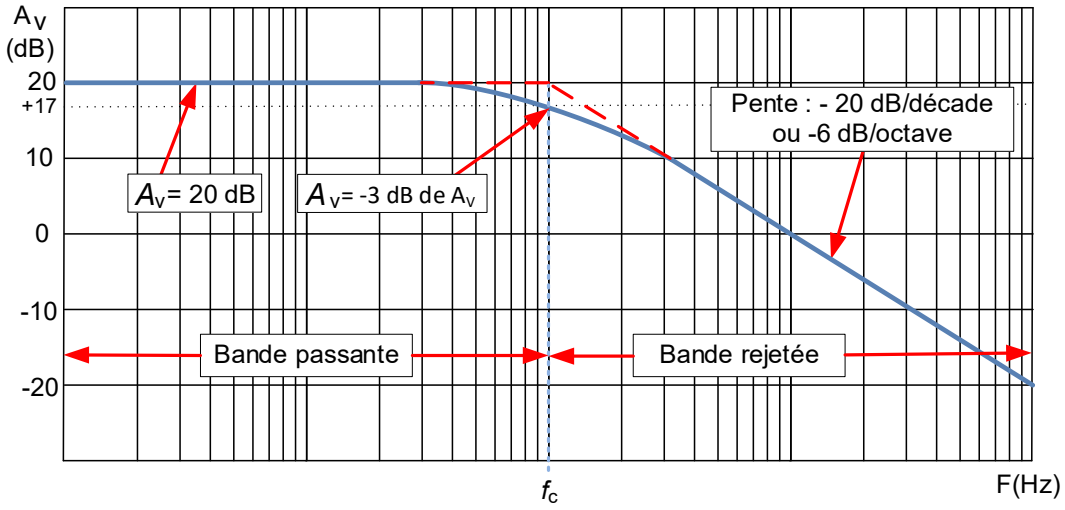


Figure 12-65 Exemple de réponse en fréquence pour un gain de +20 dB.

Analyse du circuit : Calcul du gain en tension et de la fréquence de coupure du filtre

Considérons tout d'abord l'impédance globale $\boldsymbol{Z}_2$, résultat de la mise en parallèle de C et de R_2 :

$$\boldsymbol{Z}_2 = \frac{R_2 \cdot {}^{1}/_{j\omega C}}{R_2 + {}^{1}/_{j\omega C}} = \frac{R_2}{(j\omega R_2 C + 1)} \cdot \frac{{}^{1}/_{j\omega C}}{{}^{1}/_{j\omega C}}$$

Équation 12-70

Alors,

$$\boxed{\boldsymbol{Z}_2 = \frac{R_2}{(1 + j\omega R_2 C)}}$$

Équation 12-71 Impédance de rétroaction Z_2.

Comme nous l'avons mentions plus haut, le gain en tension du montage est identique à un montage amplificateur inverseur,

$$A_v = -\frac{\boldsymbol{Z}_2}{\boldsymbol{Z}_1}$$

Équation 12-72

Alors,

$$A_v = -\frac{\frac{R_2}{(1 + j\omega R_2 C)}}{R_1}$$

Équation 12-73

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1(1 + j\omega R_2 C)} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{(1 + j\omega R_2 C)}$$

Équation 12-74

Avec,

$$A_{V(max)} = -\frac{R_2}{R_1} \quad \text{et} \quad \omega = 2\pi f$$

Équation 12-75 **Équation 12-76**

Le gain en tension du montage est :

$$\boxed{A_v = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\left(1 + j\frac{f}{f_c}\right)}}$$

Équation 12-77 Gain en tension du filtre passe-bas actif.

Nous obtenons la fonction de transfert caractéristique d'un filtre passe-bas du 1er ordre, elle-même multipliée par un gain fixé par les valeurs R_2 et R_1. Et la fréquence de coupure du filtre est,

$$\boxed{f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C}}$$

Équation 12-78 Fréquence de coupure du filtre passe-bas actif.

Développement technique

Le gain du filtre est donné par le module de la fonction de transfert, c'est-à-dire, par le quotient du module de $\boldsymbol{Z_2}$ et le module de $\boldsymbol{Z_1}$.

$$|A_v| = \left|\frac{\boldsymbol{Z}_2}{\boldsymbol{Z}_1}\right|$$

Équation 12-79

Tandis que la phase du filtre (φ) est définie par l'angle de la fonction de transfert, c'est-à-dire, par le quotient de l'argument de $\boldsymbol{Z_2}$ et l'argument de $\boldsymbol{Z_1}$.

$$\varphi = arg(A_v) = \frac{arg(\boldsymbol{Z}_2)}{arg(\boldsymbol{Z}_1)}$$

Équation 12-80

En utilisant la représentation polaire des impédances, le gain et la phase peut être exprimée en fonction des composants du circuit.

$$\boldsymbol{Z}_1 = R_1 \angle 0^\circ$$

Équation 12-81

$$\boldsymbol{Z}_2 = \frac{R_2 \angle 0^\circ \cdot X_C \angle -90^\circ}{R_2 \angle 0^\circ + X_C \angle -90^\circ}$$

Équation 12-82

Déterminons le module du gain et la phase du filtre passe-bas en fonction des résistances et de la réactance du circuit. Étant donné que l'impédance $\boldsymbol{Z}_1$ est une résistance pure, son module et son argument sont assez simple :

$$|\boldsymbol{Z}_1| = R_1 \qquad \text{et} \qquad arg(\boldsymbol{Z}_1) = 0^\circ$$

Équation 12-83 **Équation 12-84**

Trouvons le module et l'argument de $\boldsymbol{Z}_2$. Selon l'Équation 12-82, le module de $\boldsymbol{Z}_2$ est,

$$|\boldsymbol{Z}_2| = \frac{R_2 \cdot X_C}{\sqrt{(R_2^2 + X_C^2)}}$$

Équation 12-85

L'argument est,

$$arg(\boldsymbol{Z}_2) = -90^\circ - tg^{-1}\left(\frac{-X_C}{R_2}\right)$$

Équation 12-86

Par conséquent,

$$\boxed{|A_v| = \left|\frac{\boldsymbol{Z}_2}{\boldsymbol{Z}_1}\right| = \frac{R_2 \cdot X_C}{R_1 \cdot \sqrt{(R_2^2 + X_C^2)}}}$$

Équation 12-87

Et la phase,

$$arg(A_v) = \frac{arg(\boldsymbol{Z}_2)}{arg(\boldsymbol{Z}_1)} = -90^\circ - tg^{-1}\left(\frac{-X_C}{R_2}\right)$$

Équation 12-88

Toutefois, il faut tenir compte du déphasage de 180° du montage inverseur. Le déphasage (en degrés) de la sortie par rapport à l'entrée du filtre passe-bas actif est donc :

$$\boxed{\varphi = 180^\circ - 90^\circ - tg^{-1}\left(\frac{-X_C}{R_2}\right)}$$

Équation 12-89

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 12.13

Calculez le gain en tension maximal en dB et la fréquence de coupure du circuit de la Figure 12-66.

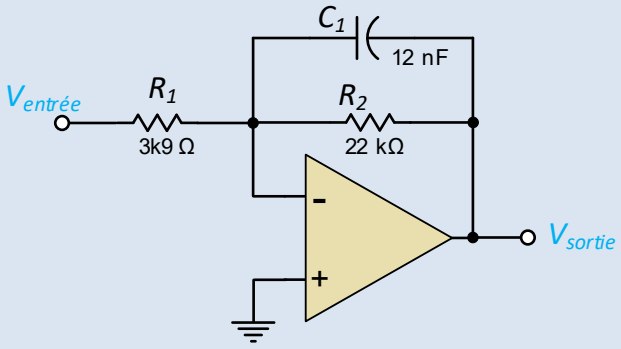


Figure 12-66 Filtre passe-bas actif.

Solution :

$$A_{v\,dB\,(max)} = 20 \cdot \log\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{22\ k\Omega}{3{,}3\ k\Omega}\right) = +15\ dB$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 22\ k\Omega \cdot 12\ \text{nF}} = 602{,}86\ Hz$$

12.5.3 Filtre passe-haut actif

Il s'agit d'un inverseur de tension muni d'une résistance (R_2) comme élément de rétroaction et d'un réseau R_1C (impédance Z_1) pour élément d'entrée. La Figure 12-67 montre un montage d'un filtre passe-haut du 1er ordre avec ampli-op.

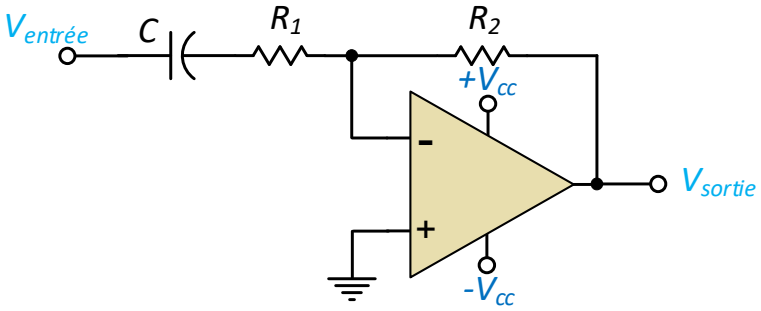


Figure 12-67 Filtre actif passe-haut du 1er ordre.

À des fréquences très basses, le condensateur fonctionne comme un circuit ouvert, entraînant un gain en tension proche de zéro. En revanche, à des fréquences élevées, le condensateur agit comme un court-circuit et le circuit opère comme un amplificateur inverseur simple avec un gain en tension de $-R_2/R_1$.

Un exemple de réponse en fréquence pour un gain de +20 dB est illustré à la Figure 12-68.

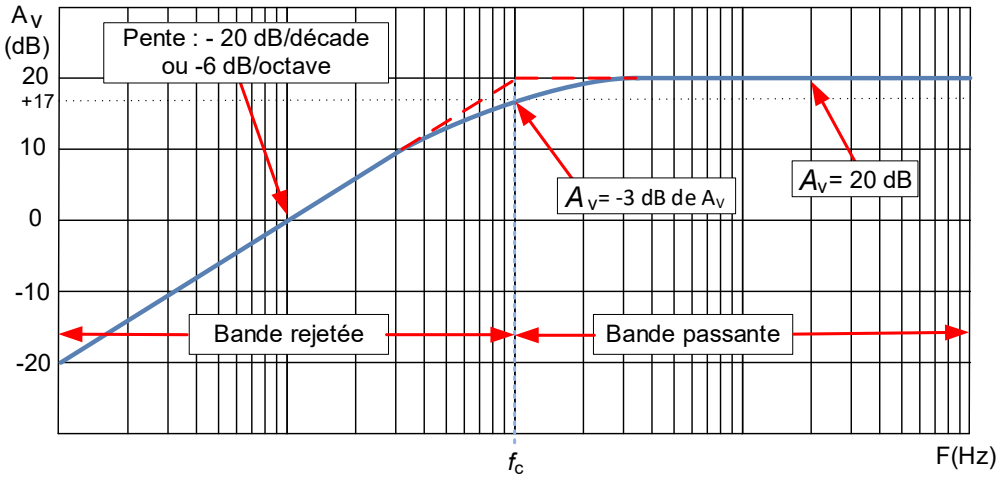


Figure 12-68 Exemple de réponse en fréquence pour un gain de +20 dB.

Analyse du circuit : Calcul du gain en tension et de la fréquence de coupure du filtre

Considérons tout d'abord l'impédance globale $\boldsymbol{Z}_1$, résultat de la mise en série de C et de R_1 :

$$\boxed{\boldsymbol{Z}_1 = R_1 + {}^{1}/_{j\omega C}}$$

Équation 12-90 Impédance de rétroaction Z_1.

Ensuite, il suffit d'appliquer la formule du gain en tension du montage amplificateur inverseur,

$$A_v = -\frac{\boldsymbol{Z}_2}{\boldsymbol{Z}_1}$$

Équation 12-91

Alors,

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1 + {}^{1}/_{j\omega C}}$$

Équation 12-92

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\left(1 + {}^{1}/_{j\omega R_1 C}\right)}$$

Équation 12-93

Avec,

$$A_{V(max)} = -\frac{R_2}{R_1} \quad \text{et} \quad \omega = 2\pi f$$

Équation 12-94 **Équation 12-95**

Le gain en tension du montage est :

$$\boxed{A_v = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\left(1 - j\frac{f_c}{f}\right)}}$$

Équation 12-96 Gain en tension du filtre passe-haut actif.

Nous obtenons la fonction de transfert caractéristique d'un filtre passe-haut du 1er ordre, elle-même multipliée par un gain fixé par les valeurs R_2 et R_1. Et la fréquence de coupure du filtre,

$$\boxed{f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C}}$$

Équation 12-97 Fréquence de coupure du filtre passe-haut actif.

Développement technique

Le gain du filtre est donné par le module de la fonction de transfert, c'est-à-dire, par le quotient du module de $\boldsymbol{Z_2}$ et le module de $\boldsymbol{Z_1}$.

$$|A_v| = \left|\frac{\boldsymbol{Z}_2}{\boldsymbol{Z}_1}\right|$$

Équation 12-98

Tandis que la phase du filtre (φ) est définie par l'angle de la fonction de transfert, c'est-à-dire, par le quotient de l'argument de $\boldsymbol{Z_2}$ et l'argument de $\boldsymbol{Z_1}$.

$$\varphi = arg(A_v) = \frac{arg(\boldsymbol{Z}_2)}{arg(\boldsymbol{Z}_1)}$$

Équation 12-99

En utilisant la représentation polaire des impédances, le gain et la phase peut être exprimée en fonction des composants du circuit.

$$\boldsymbol{Z}_2 = R_2 \angle 0^\circ$$

Équation 12-100

$$\boldsymbol{Z}_1 = R_1 \angle 0^\circ + X_C \angle -90^\circ$$

Équation 12-101

Déterminons le module du gain et la phase du filtre passe-bas en fonction des résistances et de la réactance du circuit. Étant donné que l'impédance $\boldsymbol{Z}_2$ est une résistance pure, son module et son argument sont assez simple :

$$|\boldsymbol{Z}_2| = R_2 \qquad \text{et} \qquad arg(\boldsymbol{Z}_2) = 0^\circ$$

Équation 12-102 **Équation 12-103**

Selon l'Équation 12-101, le module de $\boldsymbol{Z}_1$ est,

$$|\boldsymbol{Z}_1| = \sqrt{(R_1^2 + X_C^2)}$$

Équation 12-104

L'argument est,

$$arg(\boldsymbol{Z}_1) = tg^{-1}\left(\frac{-X_C}{R_1}\right)$$

Équation 12-105

Par conséquent,

$$\boxed{|A_v| = \left|\frac{\boldsymbol{Z}_2}{\boldsymbol{Z}_1}\right| = \frac{R_2}{\sqrt{(R_1^2 + X_C^2)}}}$$

Équation 12-106

Et la phase,

$$arg(A_v) = \frac{arg(\boldsymbol{Z}_2)}{arg(\boldsymbol{Z}_1)} = -0^\circ - tg^{-1}\left(\frac{-X_C}{R_1}\right)$$

Équation 12-107

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Toutefois, il faut tenir compte du déphasage de 180° du montage inverseur. Le déphasage (en degrés) de la sortie par rapport à l'entrée du filtre passe-haut actif est donc :

$$\varphi = -180^{\circ} - tg^{-1}\left(\frac{-X_C}{R_1}\right)$$

Équation 12-108

Exemple 12.14

Calculez le gain en tension maximal en dB et la fréquence de coupure du circuit de la Figure 12-69.

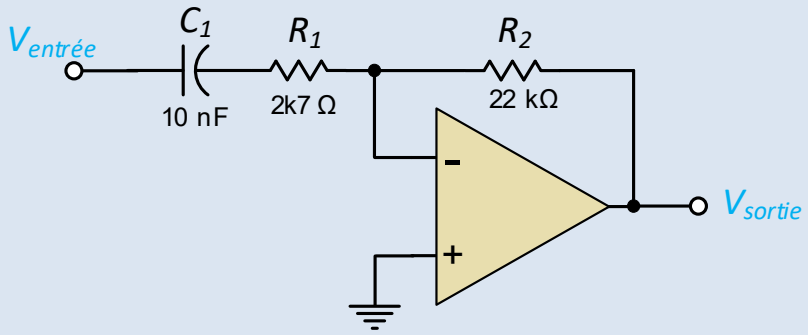


Figure 12-69 Filtre passe-haut actif.

Solution :

$$A_{v\,dB\,(max)} = 20 \cdot \log\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{22\ k\Omega}{2{,}7\ k\Omega}\right) = +18{,}2\ dB$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 2{,}7\ k\Omega \cdot 10\ \text{nF}} = 5{,}89\ kHz$$

12.6 Régulateur de tension série

Dans le chapitre 4, nous avons abordé la régulation de tension en étudiant le régulateur simple à diode Zener, ainsi que les régulateurs de tension fixes et ajustables utilisant des circuits intégrés. Dans cette section, nous allons maintenant explorer le régulateur série de base utilisant un amplificateur opérationnel. Tout d'abord, nous présenterons le principe de la régulation de tension en série avec rétroaction. Ensuite, nous analyserons le fonctionnement des régulateurs série de base à amplificateur opérationnel, avec et sans transistor. Enfin, nous examinerons le fonctionnement d'un circuit de protection contre les surintensités.

12.6.1 Introduction

Le régulateur de tension série appartient à la famille des régulateurs linéaires. Ces dispositifs sont conçus pour maintenir une tension de sortie stable malgré les fluctuations de la tension d'entrée ou les variations des conditions de charge. Contrairement aux régulateurs à découpage, qui utilisent des composants de commutation pour ajuster la tension, les régulateurs linéaires stabilisent la sortie en ajustant continuellement un élément de contrôle. Cette méthode les rend plus simples à concevoir et à utiliser, bien qu'ils soient généralement moins efficaces en raison de l'énergie dissipée sous forme de chaleur.

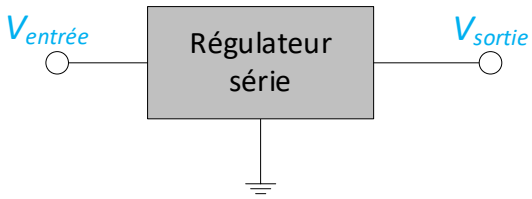


Figure 12-70 Schéma d'un régulateur série de base.

Nous avons vu au chapitre 4 qu'il était possible de réguler la tension à l'aide d'un simple circuit utilisant une diode Zener. Un régulateur série plus sophistiqué utilise le principe de rétroaction (Figure 12-71). Le fonctionnement de ce type de régulateur repose sur plusieurs étapes clés. D'abord, une fraction de la tension de sortie est prélevée par un circuit d'échantillonnage pour être comparée à une tension de référence. Ensuite, un comparateur génère une tension proportionnelle à la différence entre ces deux tensions, appelée *signal d'erreur*. Ce signal d'erreur, après amplification, sert à ajuster la tension de sortie via l'élément de contrôle. Ce mécanisme de rétroaction permet de corriger rapidement toute variation de la tension de sortie, assurant ainsi une régulation précise et efficace.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

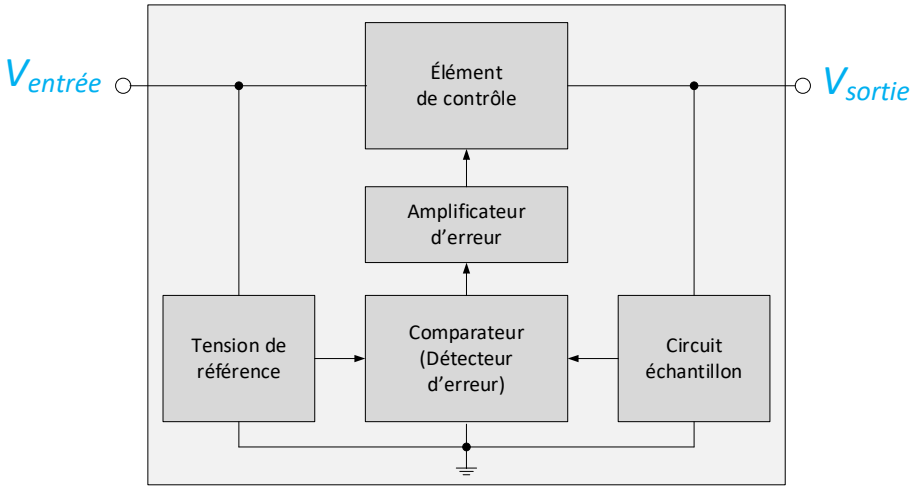


Figure 12-71 Schéma de principe d'un régulateur série par rétroaction.

Lorsque la tension d'entrée ou la charge varie, la tension de sortie du régulateur série peut également fluctuer. Ces variations sont détectées par le circuit d'échantillonnage, qui compare la tension de sortie à une tension de référence. Le comparateur génère alors un signal d'erreur proportionnel à la différence observée. Ce signal, une fois amplifié, est transmis à l'élément de contrôle, qui ajuste la tension de sortie pour compenser les écarts et assurer une stabilité constante de la sortie.

Dans les régulateurs de tension série, il est fréquent que le comparateur soit assuré par un amplificateur opérationnel (ampli-op). La tension de référence stable est fournie par une diode Zener, tandis que la rétroaction est réalisée par un diviseur de tension résistif.

Parmi les montages fondamentaux de régulateur de tension à amplificateur opérationnel, nous étudierons les deux suivants :

- Régulateur série de base à ampli-op et à diode Zener.
- Régulateur série de base à ampli-op et à transistor.

Ces deux montages utilisent une configuration non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel.

12.6.2 Régulateur série de base à ampli-op et à diode Zener

Dans le régulateur de tension illustré à la Figure 12-72, l'amplificateur opérationnel placé entre la diode Zener et la charge assure le courant nécessaire à cette dernière. La diode Zener, montée en série avec la résistance R_1, fournit une tension de référence constante à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel. La rétroaction est assurée par un diviseur de tension résistif (R_2 et R_3) qui prélève une fraction de la tension de sortie pour la comparer à la tension de référence via l'amplificateur opérationnel. Ce dernier ajuste sa sortie afin de compenser les variations et maintenir une tension de sortie stable et constante.

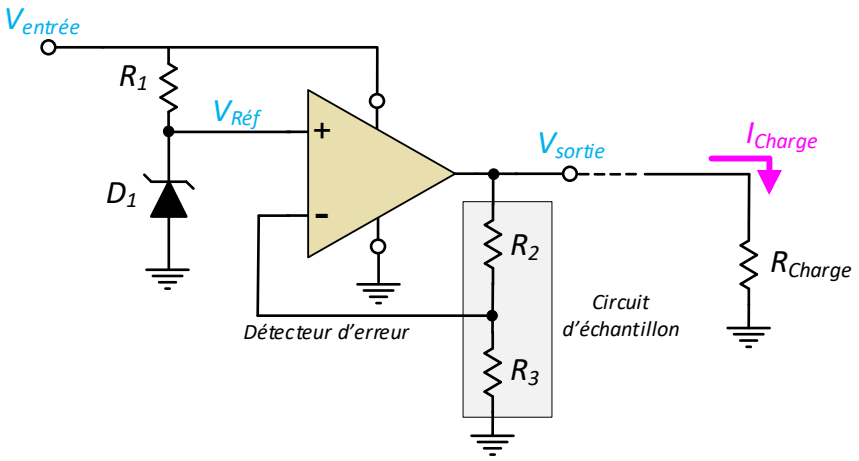


Figure 12-72 Régulateur de tension fixe à ampli-op et à diode Zener.

Analyse théorique

Puisque l'ampli-op est utilisé comme un amplificateur non-inverseur et le gain est donc :

$$A_{V(bf)} = \frac{R_2}{R_3} + 1$$

Équation 12-109

La tension de sortie est égale à la tension d'entrée fois le gain, soit la tension Zener multipliée par le gain de l'amplificateur. La tension de sortie est alors :

$$V_{Sortie} = \left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right) \cdot V_{Zener}$$

Équation 12-110

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Il y a deux conditions essentielles au bon fonctionnement du régulateur :

1. La valeur maximale de la tension d'entrée provenant du circuit en amont (souvent le filtre) doit être inférieure à la tension d'alimentation de l'ampli-op.

$$V_{entrée\ (max)} \geq V_{nom.}\ d'alimentation\ de\ l'ampli - op$$

Équation 12-111

2. La valeur minimale de la tension d'entrée provenant du filtre doit être supérieure d'au moins 2 V à la valeur de la tension de sortie.

$$V_{entrée\ (min)} \geq V_{Sortie} + 2\ V$$

Équation 12-112

Pour obtenir une tension de sortie ajustable, nous pouvons remplacer la résistance R_2 par un potentiomètre monté en rhéostat.

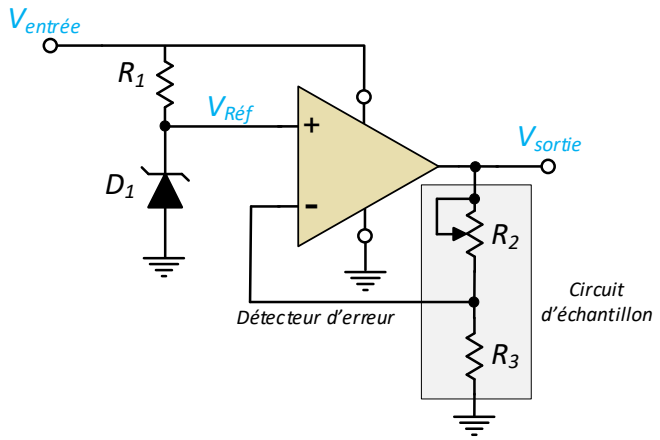


Figure 12-73 Régulateur de tension ajustable à ampli-op et à diode Zener.

Le courant de sortie du régulateur est limité par la valeur du courant maximal (ou courant de court-circuit) pouvant être fourni par l'ampli-op. À titre d'exemple, pour un amplificateur opérationnel uA741C, le courant de court-circuit (I_{OS}) typique est de ±25 mA.

Electrical Characteristics: µA741C

at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm}$ = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS[1]	MIN	TYP	MAX	UNIT
I_{OS}	Short-circuit output current	25°C		±25	±40	mA

Figure 12-74 Extrait de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel uA741C.
« Source : *Texas Instruments* »

Pour obtenir un courant de charge important, supérieur au courant maximal fourni par l'amplificateur opérationnel, nous devons ajouter un élément de contrôle de puissance dans le montage. Nous présenterons ce type de circuit dans la prochaine section.

12.6.3 Régulateur de tension série à ampli-op et transistor

Pour gérer des courants de charge élevés, dépassant la capacité maximale de l'amplificateur opérationnel, l'intégration d'un transistor de puissance Q_1 s'avère nécessaire (Figure 12-75).

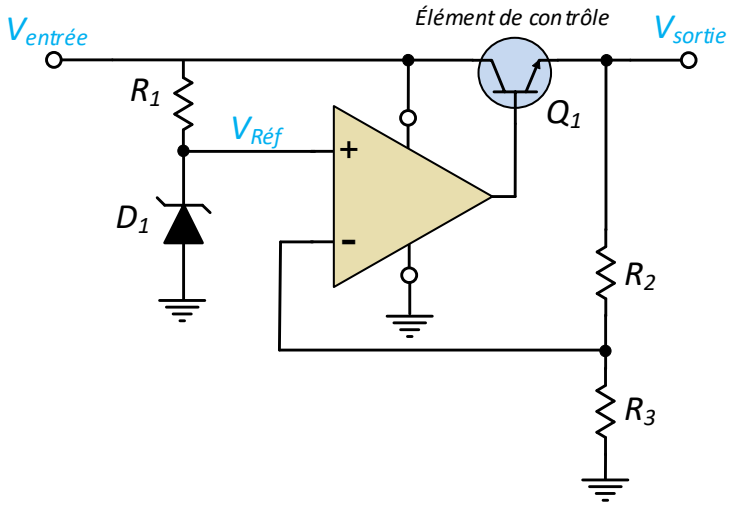


Figure 12-75 Régulateur de tension fixe à ampli-op et à transistor.

Dans cette configuration, l'amplificateur opérationnel est responsable de fournir uniquement le courant de base nécessaire au transistor Q_1. Ce courant est ensuite amplifié par le gain statique β du transistor pour produire le courant de sortie alimentant la charge. Les Équation 12-109, Équation 12-110, Équation 12-111 et Équation 12-112 s'appliquent également à ce montage. Le transistor en série doit pouvoir fournir le courant requis par la charge et posséder les caractéristiques essentielles suivantes :

- Gain statique de courant :

$$\beta \geq \frac{I_{Charge}}{I_{\max\ (ampli-op)}}$$

Équation 12-113

- Puissance de dissipation du transistor :

$$P_D = \left(V_{entrée\ (moy)} - V_{sortie}\right) \cdot I_{Charge\ (max)}$$

Équation 12-114

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Où $$V_{entrée\ (moy)} = V_{entrée\ (max)} - \left(\frac{V_{entrée\ (max)} - V_{entrée\ (min)}}{2}\right)$$

Équation 12-115

Exemple 12.15

Déterminez la tension de sortie du circuit de la Figure 12-76.

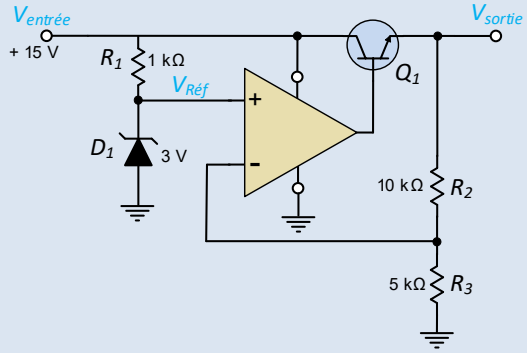


Figure 12-76 Régulateur de tension fixe à ampli-op et à transistor.

Solution :

$$V_{Sortie} = \left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right) \cdot V_{Zener} = \left(\frac{10\ k\Omega}{5\ k\Omega} + 1\right) \cdot 3\ V = +9\ V$$

Exemple 12.16

Déterminez les valeurs maximale et minimale de la tension de sortie du circuit de la Figure 12-76.

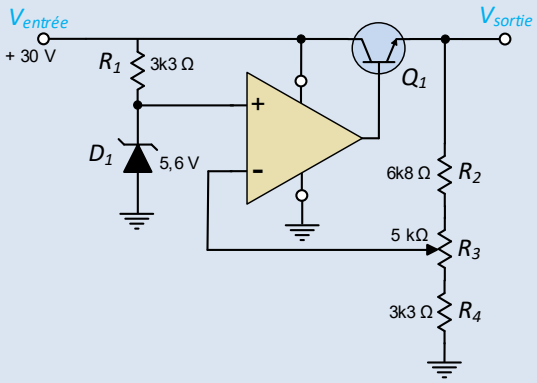


Figure 12-77 Régulateur de tension ajustable à ampli-op et à transistor.

Solution :
Position du curseur de R_3 en haut :

$$V_{Sortie} = \left(\frac{R_2}{(R_3+R_4)} + 1\right) \cdot V_{Zener} = \left(\frac{6{,}8\ k\Omega}{(5\ k\Omega + 3{,}3\ k\Omega)} + 1\right) \cdot 5{,}6\ V = +25{,}62\ V$$

Position du curseur de R_3 en bas :

$$V_{Sortie} = \left(\frac{(R_2+R_3)}{R_4} + 1\right) \cdot V_{Zener} = \left(\frac{(6{,}8\ k\Omega + 5\ k\Omega)}{3{,}3\ k\Omega} + 1\right) \cdot 5{,}6\ V = +10{,}12\ V$$

12.6.4 Protection contre les courts circuits ou la surcharge

Un régulateur de tension peut être également équipé d'un circuit de de protection contre les courts-circuits, qui coupe ou limite le courant pour éviter d'endommager le système en cas de surcharge. La Figure 12-78 montre un régulateur de tension fixe à ampli-op avec circuit de protection.

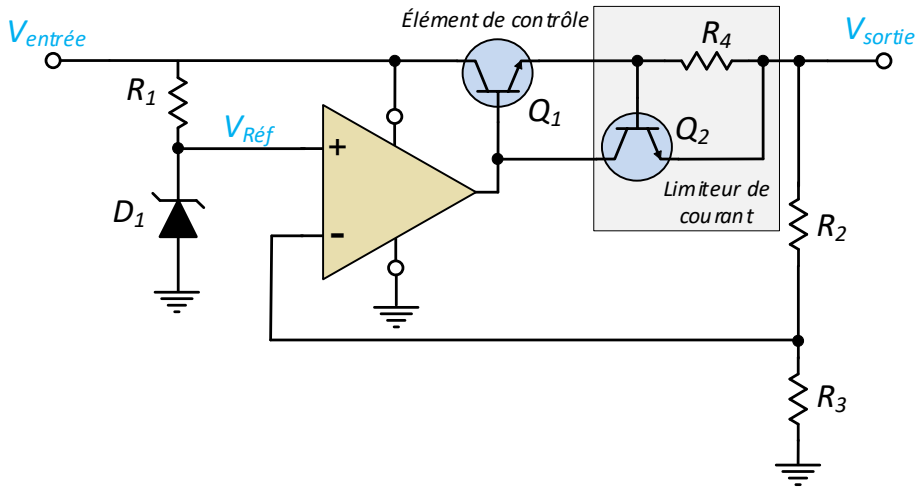


Figure 12-78 Régulateur de tension fixe à ampli-op avec circuit de protection.

Le transistor Q_2 et la résistance R_4 constituent un limiteur de courant et assurent une protection contre les courts-circuits. La chute de tension aux bornes de R_4 doit permettre la conduction du transistor Q_2. Par conséquent, la valeur maximale du courant que peut fournir le régulateur avant que la protection ne s'active est déterminée par la formule suivante :

$$I_{C(max)} = \frac{0{,}6\ V}{R_4}$$

Équation 12-116

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 12.17

Soit le circuit de la Figure 12-79.

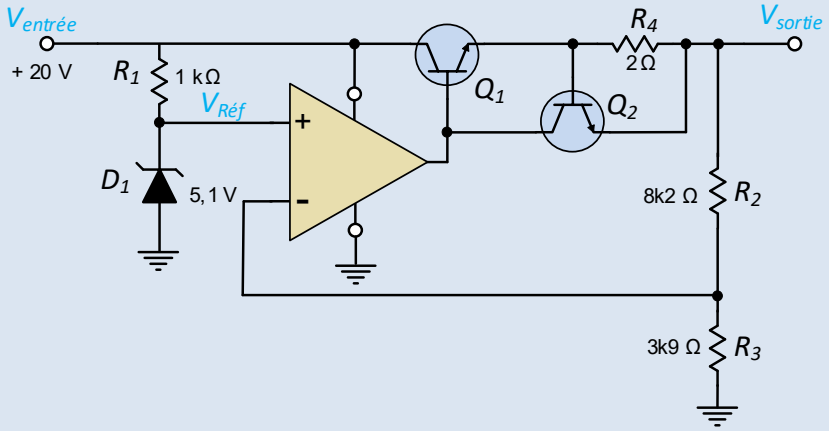


Figure 12-79 Régulateur de tension fixe à ampli-op et à transistor.

a) Déterminez la tension de sortie du régulateur.
b) Déterminez le courant maximal du régulateur.
c) Déterminez le courant dans la diode Zener.

Solution :

a)

$$V_{Sortie} = \left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right) \cdot V_{Zener} = \left(\frac{8{,}2\ k\Omega}{3{,}9\ k\Omega} + 1\right) \cdot 5{,}1\ V = +15{,}82\ V$$

b)

$$I_{C(max)} = \frac{0{,}6\ V}{R_4} = \frac{0{,}6\ V}{2\ \Omega} = 300\ mA$$

c)

$$I_Z = \frac{(V_{entrée} - V_Z)}{R_1} = \frac{(20\ V - 5{,}1\ V)}{1\ k\Omega} = 14{,}9\ mA$$

12.7 Conclusion

Nous avons présenté une petite variété de circuits d'applications utilisant des amplificateurs opérationnels. Ces circuits illustrent certaines des utilisations courantes et fondamentales des amplificateurs opérationnels, notamment en tant qu'amplificateurs de signal, filtres actifs, et comparateurs de tension, oscillateurs, des convertisseurs analogiques-numériques, des régulateurs de tension. Chaque exemple a été soigneusement choisi pour démontrer des principes de conception clés et des techniques pratiques de mise en œuvre.

Il existe de nombreuses autres configurations et applications possibles pour ce composant polyvalent. Par exemple, les amplificateurs opérationnels peuvent être utilisés dans des systèmes de régulation PID, des amplificateurs logarithmiques, des filtres actifs avancés, des générateurs de signaux et bien plus encore. Chaque application possède ses propres spécificités et nuances qui peuvent considérablement varier en fonction des exigences du système et des caractéristiques des composants utilisés.

Malheureusement, nous ne pouvons pas tous les aborder en détail dans ce document. Une exploration exhaustive des nombreuses possibilités offertes par les amplificateurs opérationnels nécessiterait un volume beaucoup plus important et détaillée. Pour approfondir vos connaissances, nous vous recommandons de consulter des ressources supplémentaires telles que des manuels spécialisés et des publications techniques dédiés sur les applications avancées des amplificateurs opérationnels.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

12.8 Exercices de révision

12.8.1 Exercices – Les ampli-op en régime non-linéaire

Question 12.1 Déterminez les valeurs de SBH, SBB et de l'hystérésis du circuit de la Figure 12-80. Tracez la fonction de transfert du circuit.

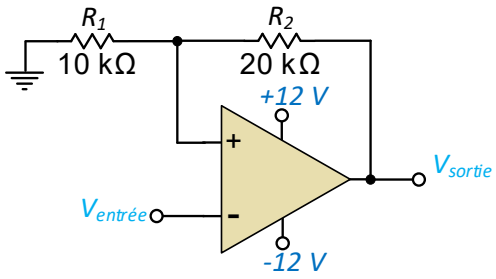


Figure 12-80

Question 12.2 Déterminez les valeurs de SBH, SBB et de l'hystérésis du circuit de la Figure 12-81. Tracez la fonction de transfert du circuit.

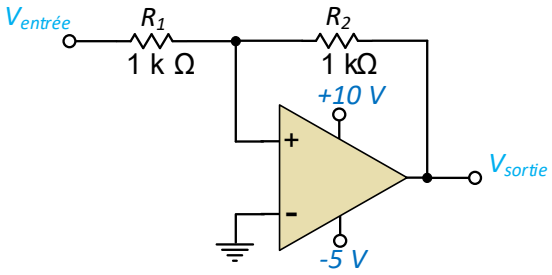


Figure 12-81

Question 12.3 Déterminez les tensions de références $V_{Réf1}$ et $V_{Réf2}$ du circuit de la Figure 12-82 si la tension V_{CC} = +12 V. Dessinez la fonction de transfert du signal de sortie.

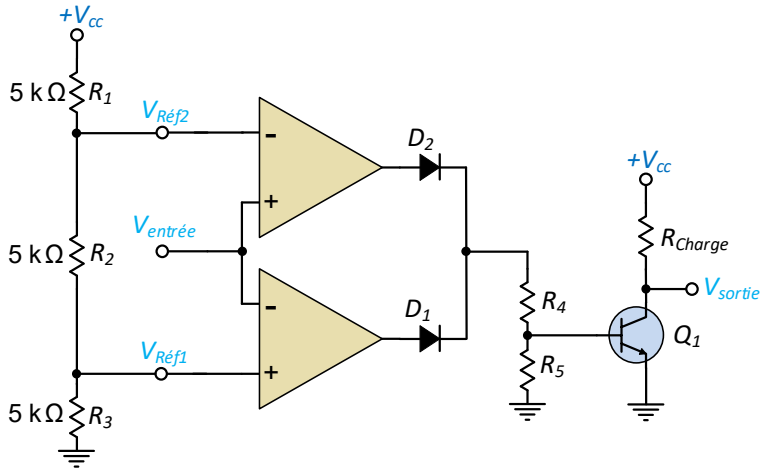


Figure 12-82

Question 12.4 Déterminez les tensions SBH et SBB, ainsi que la fréquence du signal de sortie du circuit de la Figure 12-83.

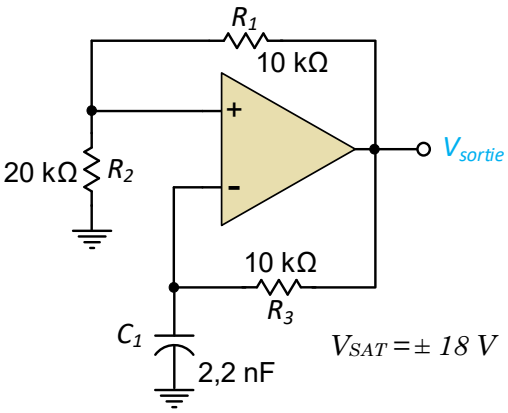


Figure 12-83

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 12.5 Déterminez les tensions SBH et SBB, ainsi que le rapport cyclique du signal de sortie du circuit de la Figure 12-83. Dessinez la forme du signal de sortie.

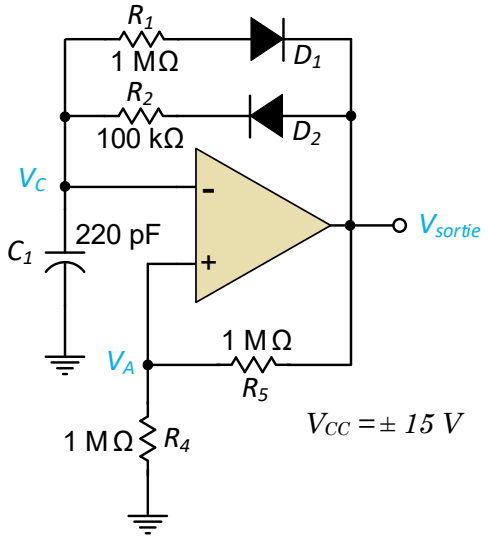


Figure 12-84

Question 12.6 Soit le circuit de la Figure 12-85.

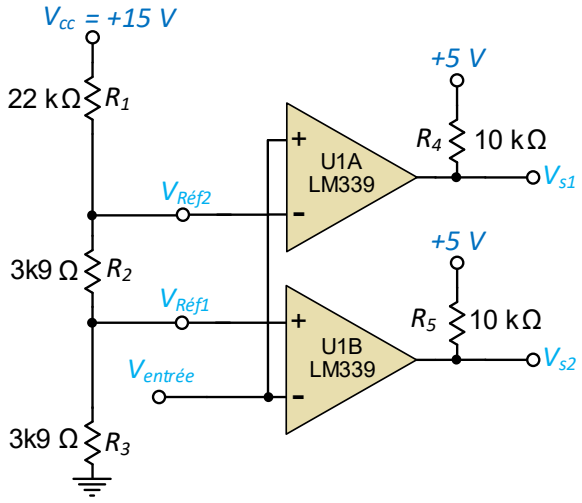


Figure 12-85

Déterminez les tensions de sortie V_{S1} et V_{S2} pour les conditions suivantes :

a) Si $V_{entrée} < 1{,}5$ V
b) Si $2{,}5 \text{ V} < V_{entrée} < 3{,}5$ V
c) Si $V_{entrée} > 4{,}5$ V

12.8.2 Exercices – Les ampli-op en régime linéaire

Question 12.7 Trouvez V_{Sortie}, si V_1 = 2 V, V_2 = -3 V et V_3 = 5 V.

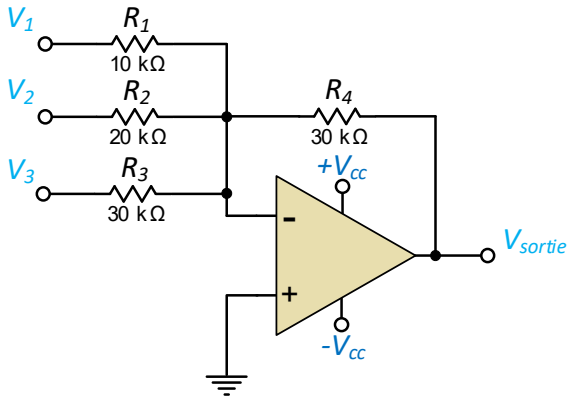


Figure 12-86

Question 12.8 Que valent $V_{sortie\ \#1}$ et $V_{sortie\ \#2}$?

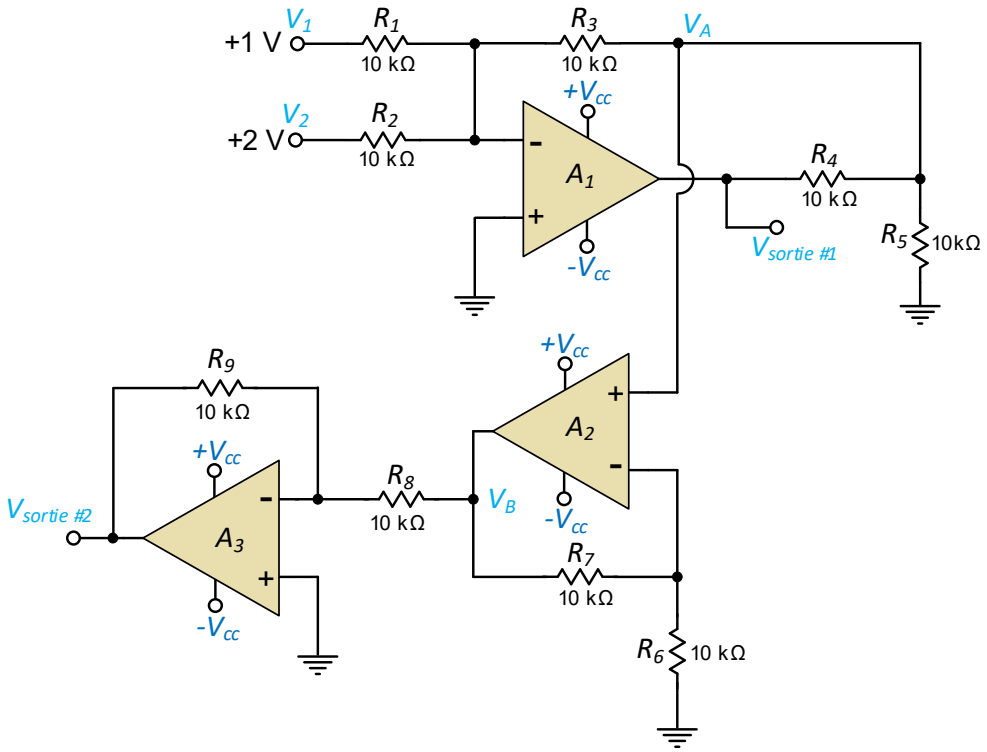


Figure 12-87

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 12.9 Trouvez V_{Sortie}, si V_1 = 4 V et V_2 = 2 V. (Niveau avancé)

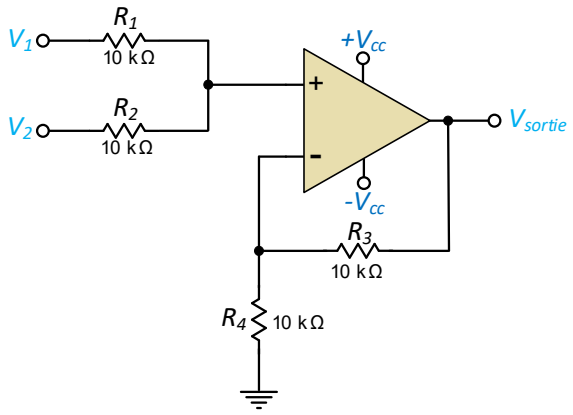


Figure 12-88

Question 12.10 Trouvez V_A, V_B et V_{sortie}.

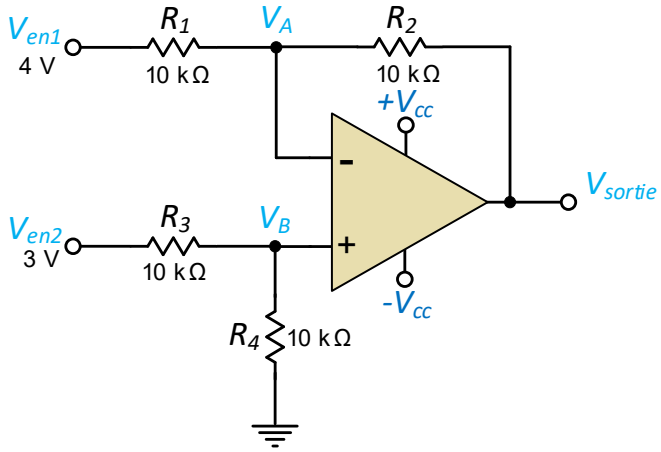


Figure 12-89

Question 12.11 Trouvez V_A, V_B et V_{sortie}.

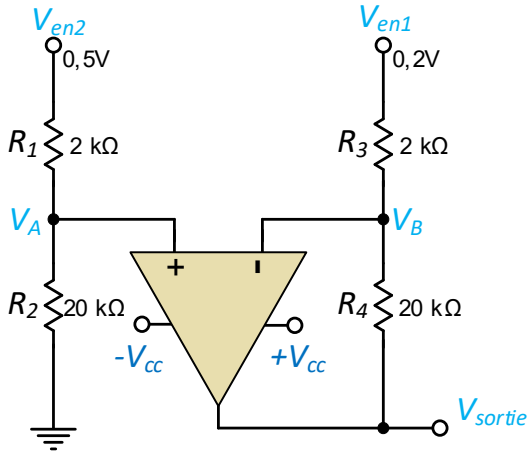


Figure 12-90

12.8.3 Exercices – Les filtres actifs

Question 12.12 Calculez le gain en tension maximal (en dB) et la fréquence de coupure pour le circuit illustré à la Figure 12-91, et identifiez le type de filtre correspondant.

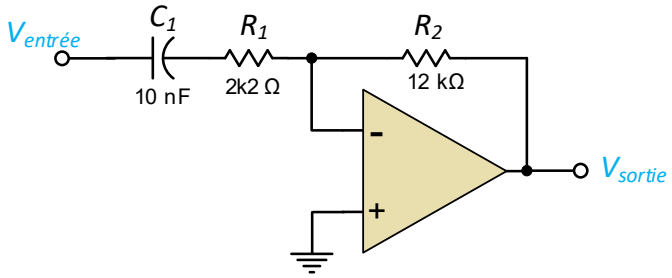


Figure 12-91

Question 12.13 Calculez le gain en tension maximal (en dB) et la fréquence de coupure pour le circuit illustré à la Figure 12-92, et identifiez le type de filtre correspondant.

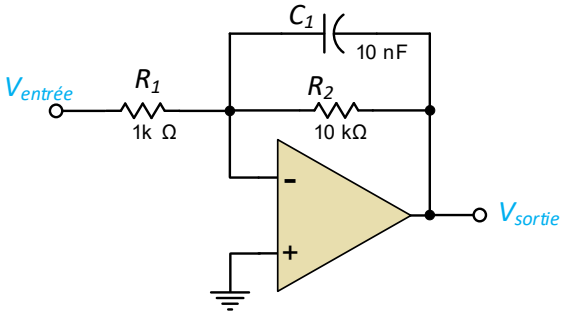


Figure 12-92

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

12.8.4 Exercices – Les régulateurs de tension série

Question 12.14 Soit le circuit de la Figure 12-93.

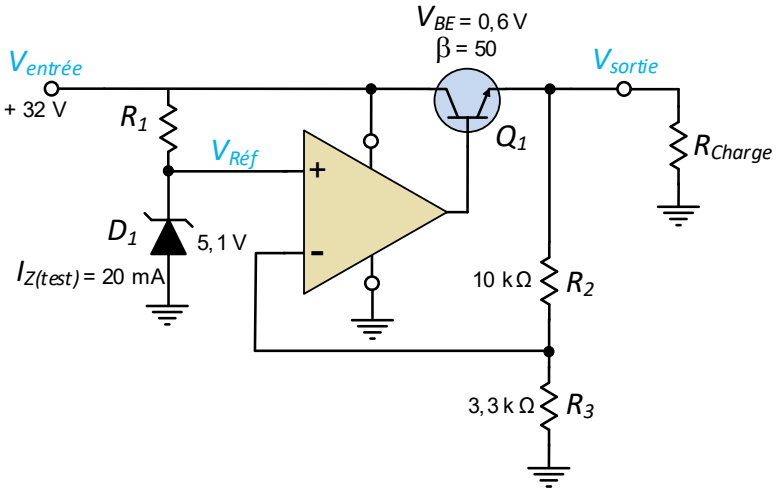


Figure 12-93

a) Déterminez la tension de sortie du régulateur.
b) Déterminez la valeur de R_1.
c) Déterminez la tension de sortie de l'ampli-op.
d) Déterminez le courant de sortie de l'ampli-op, si le courant demandé par la charge est de 500 mA.
e) Déterminez la puissance dissipée par le transistor pour les contions optimales.

Question 12.15 Soit le circuit de la Figure 12-94.

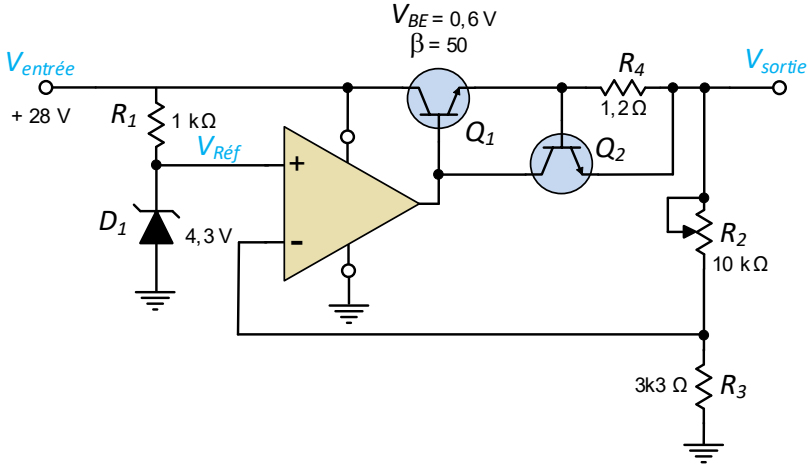


Figure 12-94

a) À quelle valeur doit-on ajuster la résistance R_2 pour obtenir une tension de sortie de 12 V ?
b) Quel est la valeur limite en courant que peut fournir le régulateur à sa sortie ?

Question 12.16 Pour le circuit de la Figure 12-94, quelle serait la valeur de R_4 pour limiter le courant maximal à 750 mA ?

Question 12.17 Déterminez les valeurs limites des courants de protection du circuit de la Figure 12-95.

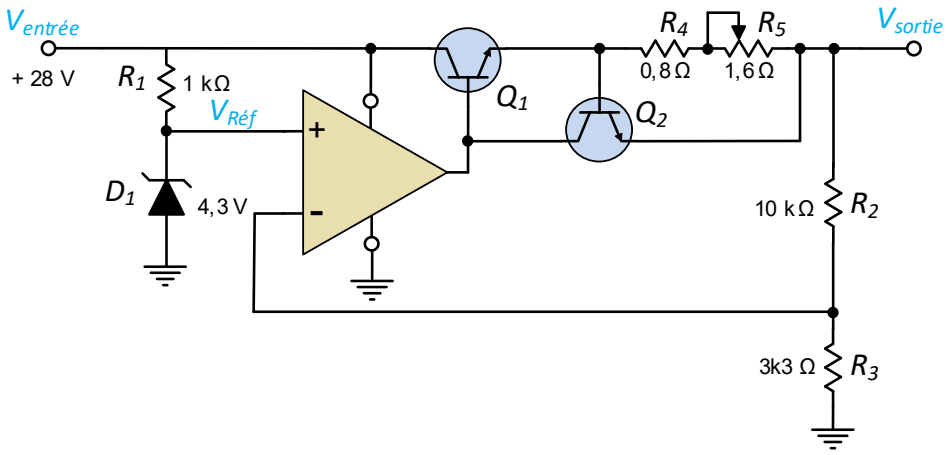


Figure 12-95

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Chapitre 13
L'ampli-op - Circuits d'usage particulier

Ce chapitre explore les circuits spécialisés dans l'amplification des signaux audio, notamment les préamplificateurs et les égaliseurs graphiques, notamment ceux réalisés avec des amplificateurs opérationnels. Ces composants sont essentiels pour préparer et ajuster les signaux sonores avant leur amplification finale. Notre objectif est d'analyser ces circuits, en explorant leur fonctionnement, leur conception et leurs applications pratiques dans une variété de contextes audio.

13.1 Introduction

Les préamplificateurs audio et les égaliseurs graphiques sont des éléments indispensables dans de nombreux systèmes sonores. Les préamplificateurs ont pour rôle d'amplifier les signaux audio faibles provenant de sources telles que les microphones ou les lecteurs de musique, les préparant ainsi pour une amplification ultérieure. En plus de l'amplification, les préamplificateurs peuvent aussi effectuer diverses autres tâches comme l'adaptation des impédances d'entrée et de sortie, la sélection entre plusieurs sources audio, ainsi que la gestion des niveaux de gain pour les signaux à basses fréquences (« *bass control* ») et les signaux à hautes fréquences (« *treble control* »), également connu sous le nom de *contrôle de tonalité*.

Quant aux égaliseurs graphiques, ils permettent à l'utilisateur d'ajuster les niveaux sonore de certaines plages de fréquences d'un signal audio. Parfois intégrés aux préamplificateurs ou aux amplificateurs, ou bien disponibles sous forme de dispositifs externes, ils offrent un contrôle précis sur le spectre sonore. Cela permet de personnaliser l'expérience d'écoute en fonction des préférences individuelles ou des exigences techniques spécifiques, qu'ils soient installés directement dans l'équipement principal ou ajoutés en tant qu'accessoires séparés pour une flexibilité accrue. Ensemble, ces deux éléments constituent souvent le cœur des chaînes audio, fournissant une qualité sonore optimale et une flexibilité de conception pour diverses applications, allant des systèmes Hi-Fi (de l'anglais High-Fidelity) domestiques aux équipements professionnels de studio.

Dans ce chapitre, nous nous concentrerons sur l'importance du contrôle de tonalité des préamplificateurs. Nous aborderons les circuits de base qui sous-tendent cette fonction, ainsi que l'usage fréquent des convertisseurs d'impédance qui les accompagnent. En explorant ces éléments, nous fournirons une compréhension approfondie des concepts fondamentaux du contrôle de tonalité, ainsi que des outils nécessaires à sa mise en œuvre dans différents contextes audio.

De plus, nous explorerons en détail les égaliseurs graphiques, en abordant les principes de fonctionnement, les configurations de filtres, ainsi que les techniques de mise en œuvre permettant d'obtenir des réponses en fréquence précises et adaptées aux besoins spécifiques des utilisateurs. Nous présenterons également une méthode de conception pour ce dispositif.

Ces dernières années, nous assistons à un retour en force des disques vinyle, un phénomène qui s'inscrit dans une tendance plus générale de recherche d'expériences authentiques et de qualité, plutôt que dans un simple engouement pour le vintage. Alors que les formats numériques dominent l'industrie musicale, le vinyle séduit à nouveau de plus en plus d'audiophiles et de passionnés de musique en quête d'une écoute plus immersive et tangible. Ce retour aux sources ne se limite pas à la nostalgie, mais s'appuie également sur une appréciation renouvelée de l'expérience sensorielle unique que procurent les disques vinyle.

Pour répondre à cette demande croissante, plusieurs entreprises réintroduisent sur le marché des lecteurs de disques vinyles, communément appelés *tables tournantes*. Cependant, pour une expérience authentique, il est essentiel d'utiliser une table tournante dite *analogique*, dépourvue de convertisseur analogique-numérique et de sortie USB. Habituellement, on reconnaît une table tournante analogique à la présence de deux connecteurs audios de type « *RCA* », qui garantissent généralement une transmission de signaux purement analogiques.

Figure 13-1 Prise audio de type « *RCA* ».

À mon avis, investir dans des vinyles n'a pas de sens si vous les écoutez sur une table tournante qui convertie les signaux de sorties en format numérique. Cela élimine toute l'expérience sensorielle unique qu'offrent les disques vinyle. Sauf si vous recherchez simplement un bel objet de décoration, il est préférable de respecter l'authenticité du support pour pleinement savourer la richesse sonore du vinyle.

Si vous décidez d'investir dans une table tournante analogique de qualité, qui sera sans aucun doute plus onéreuse, il est crucial de noter que ces tables ne doivent pas être connectées à n'importe quel préamplificateur. Le préamplificateur doit être pourvu d'une entrée spécifique destinée à la lecture des signaux émis par les tables tournantes analogiques (appelée entrée « *Phono* »).

Ces entrées « *Phono* » sont équipées d'un correcteur de signaux (correcteur « *RIAA* »), que nous détaillerons dans ce chapitre. Peu importe que la table tournante soit numérique ou analogique : il convient de mentionner que, de nos jours, certaines tables tournantes haut de gamme sont déjà équipées d'un préamplificateur phono avec correcteur RIAA intégré, afin de pallier l'absence d'entrées phono sur les nouveaux amplificateurs.

13.2 Convertisseurs d'impédance

Les convertisseurs d'impédance à amplificateur opérationnel représentent une fonction souvent négligée et peu connue des amplificateurs opérationnels. Ils servent principalement à transformer des impédances. Bien que moins courants par rapport à des applications comme l'amplification de signaux ou les filtres actifs, cette fonction démontre la flexibilité et la diversité des possibilités offertes par les ampli-op en électronique. Il existe de nombreux exemples de circuits intégrant des convertisseurs d'impédance, chacun adapté à des besoins spécifiques. Dans cette section, nous ne présenterons que quelques applications principales pour illustrer leur importance et leur fonctionnement.

13.2.1 Introduction

Les convertisseurs d'impédance reposent sur l'utilisation d'un amplificateur opérationnel pour adapter une impédance à une autre. Ils s'appuient principalement sur la configuration en suiveur de tension (ou « *buffer* »). Ces dispositifs sont largement utilisés dans la conception des filtres actifs. Voici quelques types courants de convertisseurs d'impédance :

- **Convertisseur d'impédance positive, ou « super résistance » (*PIC*)** : Ce type de convertisseur simule une résistance positive extrêmement élevée. Il est utilisé pour créer des résistances virtuelles dans des circuits où des résistances physiques de grande valeur ne seraient pas pratiques.

- **Convertisseur d'impédance négative (*NIC*)** : Ce convertisseur crée une impédance négative, ce qui peut être utile dans des applications nécessitant une compensation de perte ou pour stabiliser certains types de circuits.

- **Inverseur d'impédance, aussi appelé « *Gyrateur* »** : Un gyrateur transforme une capacité en une inductance équivalente, permettant ainsi de simuler des inductances sans utiliser de bobines physiques. Cela est particulièrement utile dans la conception de filtres où des composants inductifs sont nécessaires mais peu pratiques.

- **Multiplicateur de capacité** : Ce type de convertisseur amplifie la capacité apparente d'un condensateur, permettant ainsi de réaliser de grandes valeurs de capacité avec des condensateurs de plus petite taille physique.

Dans ce document, nous ne présenterons que les deux derniers convertisseurs.

13.2.2 Rappel sur les circuits RL et RC en régime alternatif

Avant d'aborder l'étude spécifique du gyrateur de type série I, nous devons passer en revue quelques concepts théoriques à propos du circuit série en courant alternatif composé d'une résistance et d'une bobine ou d'une résistance et d'un condensateur. La Figure 13-2 illustre un circuit série *RL* en courant alternatif.

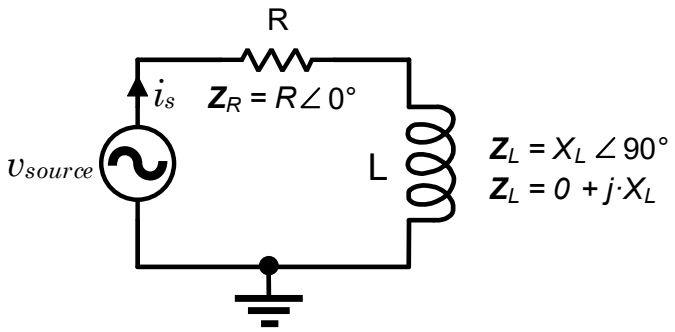


Figure 13-2 Circuit série *RL* en courant alternatif.

L'impédance totale en représentation complexe du circuit de la Figure 13-2 est

$$\boldsymbol{Z}_T = R + jX_L$$

Équation 13-1

Où

$$X_L = 2\pi f L$$

Donc,

$$\boldsymbol{Z}_T = R + j(2\pi f L)$$

Posons,

$$\omega = 2\pi f$$

On obtient,

$$\boxed{\boldsymbol{Z}_T = R + j(\omega L)}$$

Équation 13-2

Cette dernière équation permet d'affirmer que lorsque la partie imaginaire d'une impédance est positive (+*j*), le circuit comporte une réactance inductive, soit une bobine. Cette affirmation nous sera utile ultérieurement lors de l'analyse des gyrateurs.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

La Figure 13-3 illustre un circuit série *RC* en courant alternatif.

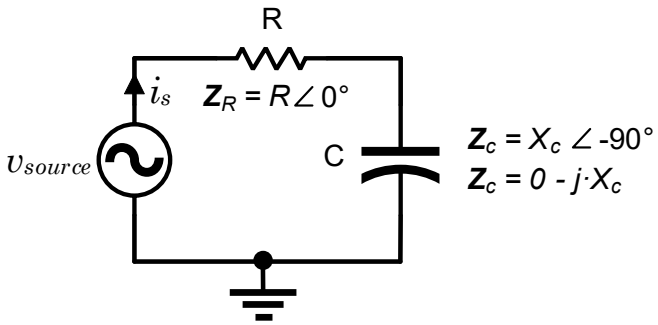


Figure 13-3 Circuit série *RC* en courant alternatif.

L'impédance totale en représentation complexe du circuit de la Figure 13-3 est

$$\boldsymbol{Z}_T = R - jX_C$$

Équation 13-3

Où

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

Donc,

$$\boldsymbol{Z}_T = R - j\left(\frac{1}{2\pi fC}\right)$$

Posons,

$$\omega = 2\pi f$$

On obtient,

$$\boxed{\boldsymbol{Z}_T = R - j\left(\frac{1}{\omega C}\right)}$$

Équation 13-4

Cette dernière équation permet d'affirmer que lorsque la partie imaginaire d'une impédance est négative (*-j*), le circuit comporte une réactance capacitive, soit un condensateur.

13.2.3 Inverseurs d'impédance « *Gyrateur* »

La présence de plusieurs inductances, particulièrement dans la conception de filtres, peut présenter divers inconvénients : obtenir une valeur de *L* précise peut s'avérer difficile, des couplages parasites peuvent apparaître, et une résistance non négligeable peut être introduite. Dans ces circonstances, il peut être avantageux de substituer une inductance par un système électronique qui offre une équivalence électrique, ce qu'on appelle la *simulation d'inductance*. Les inductances simulées peuvent être obtenues grâce à des techniques alternatives, car l'utilisation d'une bobine est souvent limitée par ses dimensions physiques. Une solution courante pour obtenir des inductances simulées est l'utilisation d'un circuit appelé *gyrateur d'impédance*.

Le gyrateur est un circuit actif, introduit à la fin des années 1960 par M. Tellegen, qui permet d'inverser une impédance. Par exemple, à l'aide d'un amplificateur opérationnel, il est possible de fabriquer une bobine, on convertit alors une capacité en une inductance.

Avec ce type de circuit, il est facile de synthétiser des inductances énormes, par exemple des valeurs d'inductance de l'ordre de 1000 Henrys. En pratique, les bobines réelles contiennent une faible résistance en série (résistance du fil bobiné) qui caractérise les pertes. Plus faibles seront les pertes, meilleur sera le composant. Le paramètre qui caractérise l'idéalité d'une bobine est le facteur de qualité de la bobine (Q_L). Le facteur de qualité est une mesure de l'efficacité avec laquelle l'inductance stocke et restitue l'énergie. Il est défini comme le rapport entre l'énergie stockée dans l'inductance et l'énergie perdue par dissipation dans sa résistance série interne. Matériellement, le facteur Q_L est donné par :

$$Q_L = \frac{X_L}{R_{interne}}$$

Équation 13-5

Le facteur de qualité Q_L des inductances synthétisées peut être facilement choisi. Ce facteur dépend des valeurs des résistances du circuit gyrateur et non des propriétés intrinsèques de la bobine (résistance interne) car elle n'existe pas à proprement parler. Il est donc facile de réaliser des bobines ayant un facteur de qualité élevé et ainsi minimiser les pertes.

Les gyrateurs ne sont pas les seuls circuits qui permettent de simuler électroniquement une bobine. Il est possible de réaliser une inductance de bonne qualité avec un unique transistor ayant un grand gain statique (bêta élevé). Ce n'est pas un gyrateur au sens strict, mais un montage basé sur un filtre actif passe-bas du 2^e ordre. Il existe plusieurs types de circuits gyrateurs. Nous nous concentrerons ici sur les gyrateurs simples de type série, en étudiant spécifiquement deux modèles : le modèle I et le modèle II.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

13.2.4 Gyrateur de type série I

Le circuit de la Figure 13-4 a pour fonction de simuler une inductance en série avec une résistance.

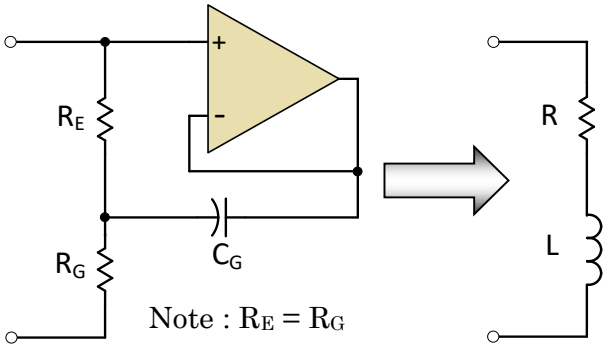


Figure 13-4 Gyrateur de type série I.

L'impédance totale du montage est équivalente à la mise en série de *R* et de *L*. L'inductance égale au produit de la capacité réelle C_G par le produit des deux résistances, R_E et R_G. La résistance équivalente est égale à la somme des deux résistances.

$$L = R_E \cdot R_G \cdot C_G$$

Équation 13-6

$$R = R_E + R_G$$

Équation 13-7

NB : Attention, en pratique dans le montage de la Figure 13-4, les résistances R_E et R_G doivent être identiques.

Exemple 13.1

Trouvez les valeurs équivalentes de *R* et *L* de l'inverseur d'impédance de la Figure 13-5.

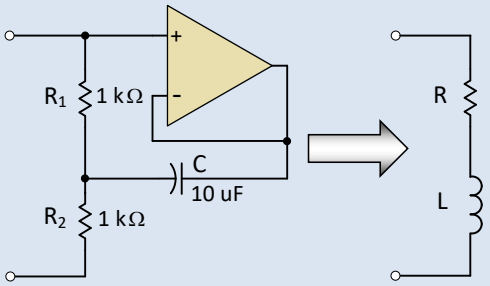


Figure 13-5 Gyrateur de type série I.

Solution :

$$R = R_1 + R_2 = 1\ k\Omega + \ 1\ k\Omega = 2\ k\Omega$$

$$L = R_1 \cdot R_2 \cdot C = \ 1\ k\Omega \ \cdot \ 1\ k\Omega \ \cdot 10\ \mu\text{F} = 10\ H$$

Exemple 13.2

Trouvez les valeurs de R_1, R_2 et C afin de remplacer le circuit *RL* à l'aide de l'inverseur d'impédance de la Figure 13-6.

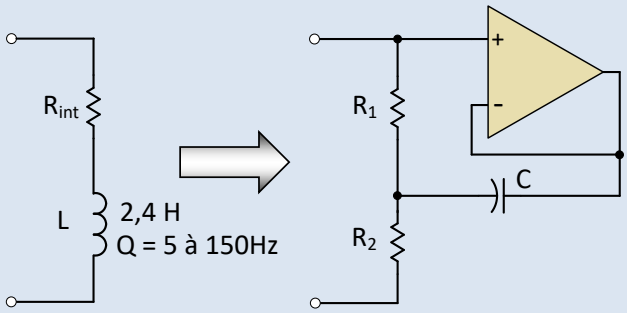


Figure 13-6 Gyrateur de type série I.

Solution :

$$X_L = 2\pi f L = 2\pi \cdot 150\ Hz \cdot 2{,}4\ H = 2{,}26\ k\Omega$$

$$Q_L = \frac{X_L}{R_{int}}$$

Donc,

$$R_{int} = \frac{X_L}{Q_L} = \frac{2{,}26\ k\Omega}{5} = \ 452{,}39\ \Omega$$

Pour ce gyrateur de type série I,

$$R_1 = R_2 \quad \text{et} \quad R_{int} = R_1 + R_2$$

Donc

$$R_1 = R_2 = \frac{R_{int}}{2} = \frac{452{,}39\ \Omega}{2} = 226{,}19\ \Omega$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

De plus,

$$L = R_1 \cdot R_2 \cdot C$$

Alors,

$$C = \frac{L}{R_1 \cdot R_2} = \frac{2{,}4\ H}{226{,}19\ \Omega \cdot 226{,}19\ \Omega} = 46{,}9\ \mu F$$

13.2.5 Étude du gyrateur de type série I

Maintenant que nous avons revu ces notions, nous pouvons analyser le circuit du gyrateur de type série I. La Figure 13-7 représente le circuit d'analyse pour le gyrateur série de type I incluant les sens de courant et les différences de potentiel.

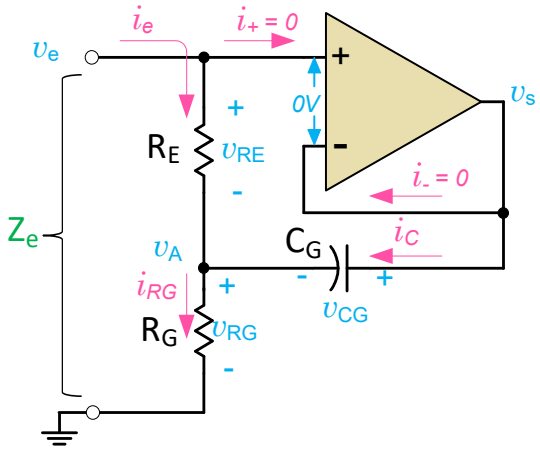


Figure 13-7 Circuit d'analyse du gyrateur série de type I.

Étudions ce circuit d'analyse afin de démontrer les équations suivantes :

$$L = R_E \cdot R_G \cdot C_G$$

Équation 13-8

$$R = R_E + R_G$$

Équation 13-9

On reconnait aisément la configuration de l'amplificateur opérationnel, il constitue un étage suiveur. Le courant d'entrée, i_e est intégralement transmis à la résistance R_E puisque le courant d'entrée de l'ampli-op (i_+) est considéré nul. Alors, la tension aux bornes de R_E est donnée par :

$$v_{RE} = i_e \cdot R_E$$

Dans ce circuit, l'ampli-op est utilisé notamment pour reproduire la tension d'entrée v_e vers la sortie de l'amplificateur, car la tension d'erreur est nulle, et cela sans soutirer de courant. Donc, la tension de sortie de l'ampli-op est :

$$v_s = v_e$$

Selon la loi des tensions de Kirchhoff, la tension aux bornes de R_E est aussi égale à

$$v_{RE} = v_e - v_A$$

Nous pouvons appliquer la même approche pour la tension aux bornes du condensateur :

$$v_{CG} = v_s - v_A$$

Mais comme, $v_s = v_e$, on obtient

$$v_{CG} = v_e - v_A$$

Donc, égale à la tension V_{RE}

$$v_{CG} = v_{RE} = i_e \cdot R_E$$

Nous savons aussi que la réactance capacitive est égale à

$$\bar{Z}_{CG} = -jX_{CG} = -j\left(\frac{1}{2\pi f C_G}\right) = \frac{1}{j\omega C_G} \quad \text{car} \quad -j = \frac{1}{j} \text{ et } \omega = 2\pi f$$

Par la loi d'ohms, le courant du condensateur

$$i_C = \frac{v_{CG}}{X_{CG}} = \frac{i_e \cdot R_E}{1/j\omega C_G} = j\omega R_E \cdot C_G \cdot i_e$$

Selon la loi des courants de Kirchhoff appliquée au nœud v_A, nous obtenons :

$$i_{RG} = i_e + i_{CG}$$

Par substitution, on a

$$i_{RG} = i_e + j\omega R_E \cdot C_G \cdot i_e$$

$$i_{RG} = i_e \cdot (1 + j\omega R_1 C_G)$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Par la loi d'ohms,

$$v_{RG} = i_{RG} \cdot R_G = i_e \cdot (1 + j\omega R_E C_G) \cdot R_G$$

Selon la loi des tensions de Kirchhoff appliquée à l'entrée du circuit, nous obtenons :

$$v_e = v_{RE} + v_{RG}$$

de sorte que :

$$v_e = i_e \cdot R_E + i_e \cdot (1 + j\omega R_E C_G) \cdot R_G$$

$$v_e = i_e \cdot (R_E + R_G + j\omega R_E R_G C_G)$$

Par définition une impédance est le quotient d'une tension par un courant .Par conséquent, l'impédance totale du montage ($\boldsymbol{Z}_e$) est donnée par

$$\boldsymbol{Z}_e = \frac{v_e}{i_e} = \frac{i_e \cdot (R_E + R_G + j\omega R_E R_G C_G)}{i_e}$$

Enfin,

$$\boldsymbol{Z}_e = \left(\underbrace{R_E + R_G}_{partie\ réelle} + \underbrace{j\omega R_E R_G C_G}_{partie\ imaginaire} \right) \quad \text{C.Q.F.D}$$

Équation 13-10

On remarque que la partie réelle de l'impédance d'entrée équivaut à la résistance *R* dont celle-ci égale à la somme des deux résistances R_E et R_G. La partie imaginaire, qui est positive, donc équivaut à une inductance *L* qui est égale au produit de la capacité réelle C_G par le produit des deux résistances, R_E et R_G. Ce circuit simule donc bien une inductance à partir d'une capacité réelle.

13.2.6 Gyrateur de type série II

On pourrait également synthétiser une inductance à l'aide du circuit de la Figure 13-8. L'avantage de ce circuit par rapport au précédent, est que la valeur de la résistance équivalente *R* est égale à seulement à celle de R_E. On tiendra compte de cette particularité lors de l'étude des égalisateurs graphiques.

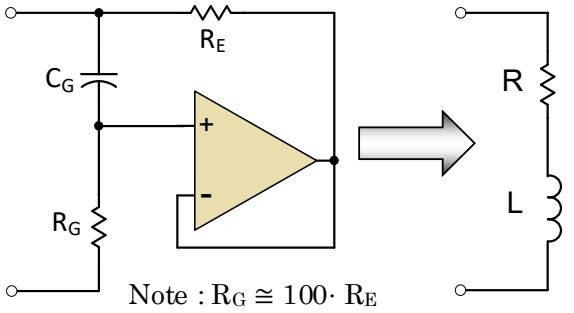


Figure 13-8 Gyrateur de type série II.

L'impédance totale du montage est équivalente à la mise en série de *R* et de *L*. L'inductance égale au produit de la capacité réelle C_G par le produit des deux résistances, R_E et R_G. La résistance équivalente est égale à la valeur de R_E.

$$L = R_E \cdot R_G \cdot C_G$$

Équation 13-11

$$R = R_E$$

Équation 13-12

NB : Attention, en pratique dans le montage de la Figure 13-8, la résistance R_G doit être égale à environ cent fois celle de R_E.

Exemple 13.3

Trouvez les valeurs équivalentes de *R* et *L* de l'inverseur d'impédance de la Figure 13-9.

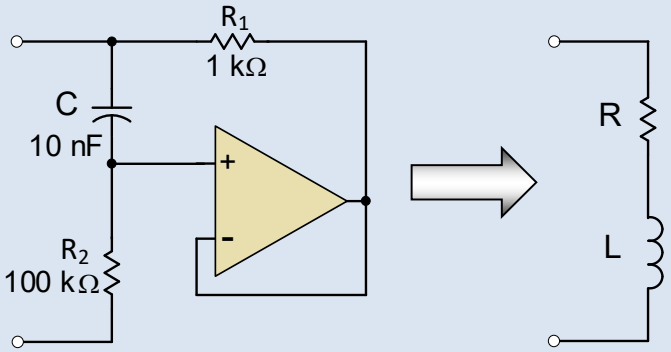


Figure 13-9 Gyrateur de type série II.

Solution :

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$R = R_1 = 1\ k\Omega$$

$$L = R_1 \cdot R_2 \cdot C = 1\ k\Omega \cdot 100\ k\Omega \cdot 10\ nF = 1\ H$$

Exemple 13.4

Trouvez les valeurs de *R₁*, *R₂* et *C* afin de remplacer le circuit *RL* à l'aide de l'inverseur d'impédance de la Figure 13-10.

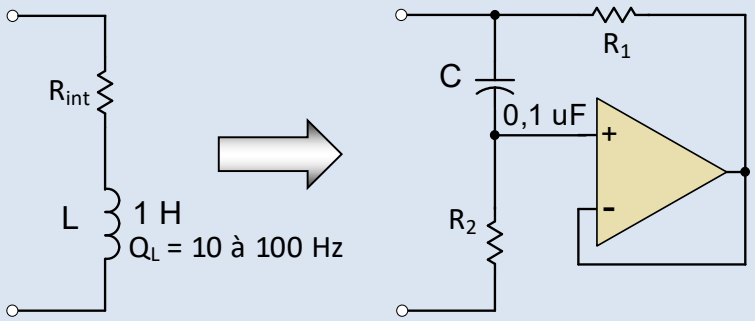


Figure 13-10 Gyrateur de type série II.

Solution :

$$X_L = 2\pi fL = 2\pi \cdot 100\ \text{Hz} \cdot 1\ \text{H} = 628\ \Omega$$

$$Q_L = \frac{X_L}{R_{int}}$$

Donc,

$$R_{int} = \frac{X_L}{Q_L} = \frac{628\ \Omega}{10} = 62{,}8\ \Omega$$

Pour ce gyrateur de type série II,

$$R_1 = R_{int} = 62{,}8\ \Omega$$

De plus,

$$L = R_1 \cdot R_2 \cdot C$$

Alors,

$$R_2 = \frac{L}{R_1 \cdot C} = \frac{1\ \text{H}}{62{,}8\ \Omega \cdot 0{,}1\ \mu\text{F}} = 160\ \text{k}\Omega$$

13.2.7 Étude du gyrateur de type série II

Étudions le circuit d'analyse pour le gyrateur de type série II de la Figure 13-11 afin de démontrer les équations suivantes :

$$L = R_E \cdot R_G \cdot C_G$$

Équation 13-13

$$R = R_E$$

Équation 13-14

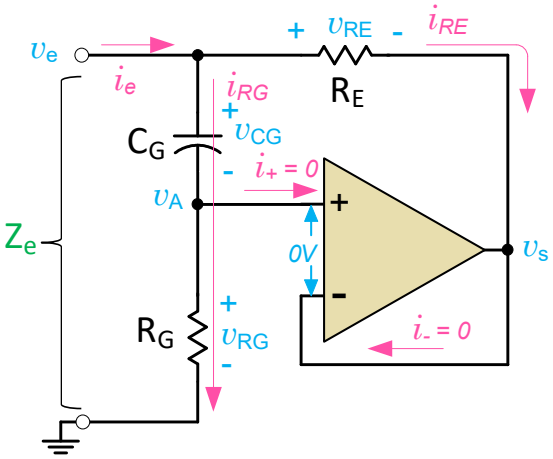


Figure 13-11 Circuit d'analyse du gyrateur de type série II.

On reconnait aisément la configuration de l'amplificateur opérationnel, il constitue un étage suiveur. Donc, la tension de sortie de l'ampli-op est :

$$v_s = v_A$$

Puisque le courant d'entrée de l'ampli-op (i_+) est considéré nul,

$$i_{RG} = i_{CG}$$

On remarque que la tension d'entrée, v_e est appliquée aux bornes du réseau série formé par C_G et R_G (Figure 13-12).

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

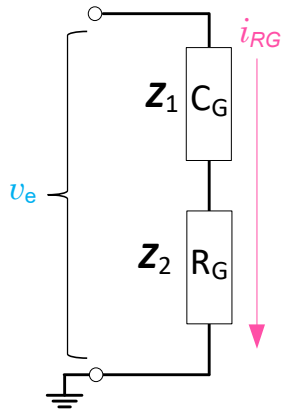


Figure 13-12 Réseau série formée par C_G et R_G.

Par conséquent, on en déduit :

$$i_{RG} = \frac{v_e}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2}$$

$$i_{RG} = \frac{v_e}{\bar{Z}_{CG} + R_G}$$

Nous savons aussi que la réactance capacitive est égale à

$$\boldsymbol{Z}_{CG} = -jX_{CG} = -j\left(\frac{1}{2\pi f C_G}\right) = \frac{1}{j\omega C_G} \quad \text{car} \quad -j = \frac{1}{j} \text{ et } \omega = 2\pi f$$

Donc,

$$i_{RG} = \frac{v_e}{\frac{1}{j\omega C_G} + R_G}$$

Le réseau, R_G et C_G forme un diviseur de tension pur, par conséquent, la tension de C_G est égale à

$$v_{CG} = v_e \cdot \frac{\boldsymbol{Z}_{CG}}{R_G + \boldsymbol{Z}_{CG}} = v_e \cdot \frac{\frac{1}{j\omega C_G}}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}}$$

Par simplification, nous obtenons,

$$v_{CG} = v_e \cdot \frac{1}{(j\omega R_G C_G + 1)}$$

La tension aux bornes de C_G est aussi égale à

$$v_{CG} = v_e - v_A$$

Nous pouvons appliquer la même approche pour la tension aux bornes de R_E :

$$v_{RE} = v_e - v_S$$

Mais, nous savons que

$$v_s = v_A$$

Alors, on constate que la tension aux bornes de la résistance R_E est égale à celle de la tension aux bornes de C_G.

$$v_{CG} = v_{RE} = v_e - v_A$$

Mais, nous avons déjà déterminé la tension aux bornes de C_G, ainsi,

$$v_{RE} = v_{CG} = v_e \cdot \frac{1}{(1 + j\omega R_G C_G)}$$

Par la loi d'ohms,

$$i_{RE} = \frac{v_{RE}}{R_E} = \frac{v_e \cdot \frac{1}{(1 + j\omega R_G C_G)}}{R_E}$$

$$i_{RE} = \frac{v_e}{R_E} \cdot \frac{1}{(1 + j\omega R_G C_G)}$$

$$i_{RE} = v_e \cdot \left[\frac{1}{(R_E + j\omega R_E R_G C_G)}\right]$$

Selon la loi des courants de Kirchhoff appliquée à l'entrée, nous obtenons :

$$i_e = i_{RG} + i_{RE}$$

Étant donné que lors de la réalisation du montage, nous devons avoir une valeur pour la résistance R_G égale à environ $100 \cdot R_E$, le courant i_{RG} sera négligeable par rapport à celui de i_{RE}. Alors, nous pouvons affirmer que :

$$i_e \cong i_{RE}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

L'impédance totale du montage ($\boldsymbol{Z}_e$) est le quotient de la tension d'entrée par le courant d'entrée :

$$\boldsymbol{Z}_e = \frac{v_e}{i_e} = \frac{v_e}{i_{RE}}$$

Par substitution, on a

$$\boldsymbol{Z}_e = \frac{v_e}{v_e \cdot \left[\frac{1}{(R_E + j\omega R_E R_G C_G)}\right]}$$

Enfin,

$$\boldsymbol{Z}_e = \left(\underbrace{R_E}_{partie\ réelle} + \underbrace{j\omega R_E R_G C_G}_{partie\ imaginaire} \right) \quad \text{C.Q.F.D}$$

Équation 13-15

On remarque que la partie réelle de l'impédance d'entrée équivaut à la résistance *R* dont celle-ci égale directement la valeur de R_E. La partie imaginaire qui est positive et qui équivaut à une inductance *L* qui est égale au produit de la capacité réelle C_G par le produit des deux résistances, R_E et R_G. Ce circuit simule donc bien une inductance à partir d'une capacité réelle.

13.2.8 Multiplicateur de capacité

En utilisant une combinaison de résistances et de condensateurs autour de l'ampli-op, le multiplicateur de capacité permet d'obtenir de grandes valeurs de capacité avec des condensateurs de taille réduite. Cette technique est particulièrement avantageuse dans les applications où l'espace est limité. Elle permet de concevoir des filtres ou des circuits de temporisation avec des caractéristiques spécifiques, sans nécessiter de gros condensateurs.

Le circuit présenté dans la Figure 13-13 possède une fonction distincte par rapport aux autres : il simule une capacité non polarisée de valeur supérieure à celle présente dans le circuit.

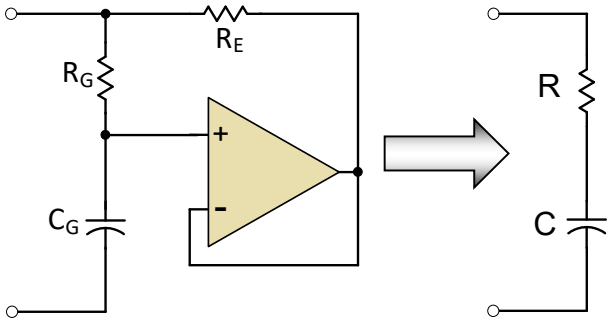


Figure 13-13 Multiplicateur de capacité.

L'impédance totale du montage est équivalente à la mise en série de *R* et de *C*, capacité égale au produit de la capacité réelle C_G par un gain indépendant de la fréquence (fixé par les valeurs de R_E et R_G).

$$C = C_G \cdot \left(\frac{R_G}{R_E} + 1\right)$$

Équation 13-16

$$R = R_E \parallel R_G$$

Équation 13-17

Exemple 13.5

Trouvez les valeurs équivalentes de R_1 et C' du multiplicateur d'impédance de la Figure 13-14.

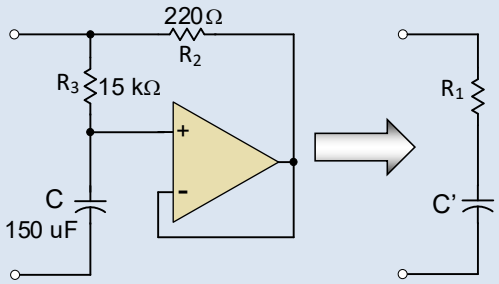


Figure 13-14 Multiplicateur de capacité.

Solution :

$$R_1 = R_2 \parallel R_3 = \frac{220\ \Omega \cdot 15\ k\Omega}{220\ \Omega + 15\ k\Omega} = 216{,}82\ \Omega$$

$$C' = C\left(\frac{R_3}{R_2} + 1\right) = 150\ \mu F \cdot \left(\frac{15\ k\Omega}{220\ \Omega} + 1\right) = 10\ 377\ \mu F$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

13.2.9 Étude du multiplicateur de capacité

Étudions le circuit d'analyse pour le multiplicateur de capacité de la Figure 13-15 afin de démontrer les équations suivantes :

$$C = C_G \cdot \left(\frac{R_G}{R_E} + 1\right)$$

Équation 13-18

$$R = R_E \parallel R_G$$

Équation 13-19

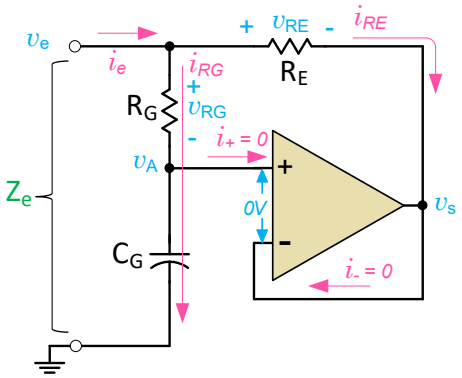


Figure 13-15 Circuit d'analyse du multiplicateur de capacité.

On remarque que la tension d'entrée, v_e est appliquée aux bornes du réseau série formé par R_G et C_G (Figure 13-16).

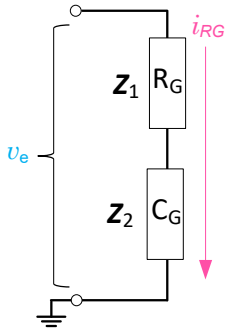


Figure 13-16 Réseau série formée par R_G et C_G.

Par conséquent, on en déduit :

$$i_{RG} = \frac{v_e}{\boldsymbol{Z}_1 + \boldsymbol{Z}_2}$$

$$i_{RG} = \frac{v_e}{R_G + \boldsymbol{Z}_{CG}}$$

Nous savons aussi que la réactance capacitive est égale à

$$\boldsymbol{Z}_{CG} = -jX_{CG} = -j\left(\frac{1}{2\pi f C_G}\right) = \frac{1}{j\omega C_G} \quad \text{car} \quad -j = \frac{1}{j} \text{ et } \omega = 2\pi f$$

On obtient,

$$i_{RG} = \frac{v_e}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}}$$

Par la loi d'ohms, la tension aux bornes de R_G est :

$$v_{RG} = i_{RG} \cdot R_G$$

$$v_{RG} = \frac{v_e}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}} \cdot R_G$$

$$v_{RG} = v_e \cdot \frac{R_G}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}}$$

L'ampli-op sert qu'à recopier la tension d'entrée v_A vers la sortie de l'amplificateur, car la tension d'erreur est nulle, et cela sans soutirer de courant. Donc, la tension de sortie de l'op-amp est :

$$v_s = v_A$$

La tension aux bornes de R_G est aussi égale à

$$v_{RG} = v_e - v_A$$

Nous pouvons appliquer la même approche pour la tension aux bornes de la résistance, R_E :

$$v_{RE} = v_e - v_S$$

Mais comme, $v_s = v_A$, on obtient

$$v_{RE} = v_e - v_A$$

Donc, égale à la tension v_{RG}

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$v_{RE} = v_{RG} = v_e \cdot \frac{R_G}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}}$$

Par la loi d'ohms, le courant dans la résistance R_E est

$$i_{RE} = \frac{v_{RE}}{R_E} = \frac{v_e \cdot \frac{R_G}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}}}{R_E} = v_e \cdot \frac{R_G/R_E}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}}$$

Selon la loi des courants de Kirchhoff, nous obtenons :

$$i_e = i_{RG} + i_{RE}$$

Par substitution, on a

$$i_e = \frac{v_e}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}} + v_e \cdot \frac{R_G/R_E}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}}$$

$$i_e = v_e \cdot \left(\frac{1 + R_G/R_E}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}} \right)$$

Par la loi d'ohms,

$$V_{R2} = i_{R2} \cdot R_2 = i_e \cdot (1 + j\omega R_1 C) \cdot R_2$$

L'impédance totale du montage, $\boldsymbol{Z}_e$ est donnée par

$$\boldsymbol{Z}_e = \frac{v_e}{i_e} = \frac{v_e}{v_e \cdot \left(\frac{1 + R_G/R_E}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}} \right)}$$

On trouve alors,

$$\boldsymbol{Z}_e = \frac{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}}{\left(\frac{R_G}{R_E} + 1\right)}$$

$$\boldsymbol{Z}_e = \frac{R_G}{\left(\frac{R_G}{R_E}+1\right)} + \frac{\frac{1}{j\omega C_G}}{\left(\frac{R_G}{R_E}+1\right)}$$

$$\boldsymbol{Z}_e = \frac{R_G}{\frac{1}{R_E}(R_G+R_E)} + \frac{1}{j\omega C_G\left(\frac{R_G}{R_E}+1\right)}$$

$$\boldsymbol{Z}_e = \frac{R_G \cdot R_E}{(R_G+R_E)} - j\frac{1}{\omega C_G\left(\frac{R_G}{R_E}+1\right)}$$

Enfin,

$$\boldsymbol{Z}_e = \underbrace{R_G \parallel R_E}_{partie\ réelle} - \underbrace{j\frac{1}{\omega C_G\left(\frac{R_G}{R_E}+1\right)}}_{partie\ imaginaire} \qquad \text{C.Q.F.D}$$

Équation 13-20

On remarque que la partie réelle de l'impédance d'entrée équivaut à la résistance, *R*, égale au résultat des deux résistances, R_G et R_E en parallèle. La partie imaginaire qui est toujours négative équivaut à une capacité égale au produit de la capacité réelle C_G par un gain fixé par les valeurs de R_E et R_G. Ce circuit simule donc bien une capacité de plus grande valeur.

13.2.10 Conclusion

En conclusion, les deux types de convertisseurs d'impédance présentés, à savoir l'inverseur d'impédance (ou « *Gyrateur* ») et le multiplicateur de capacité, offrent des solutions ingénieuses pour répondre à des défis spécifiques en conception électronique. Que ce soit pour la miniaturisation des circuits ou pour répondre à des contraintes d'espace, ces convertisseurs offrent des alternatives pratiques et flexibles. Nous explorerons l'utilisation de l'inverseur d'impédance dans les prochaines sections, où nous aborderons les préamplificateurs et les égaliseurs graphiques.

13.3 Préamplificateur audio

Les préamplificateurs audio jouent un rôle essentiel dans le monde de l'audio haute-fidélité et professionnel. En tant que premiers intervenants dans la chaîne de traitement du son, ils assument la tâche cruciale de conditionner, égaliser et amplifier le signal audio brut en provenance de diverses sources. Cette section explore leur rôle en présentant leur fonctionnement de base, leur intégration dans les systèmes audio avancés, ainsi que l'utilisation des circuits de contrôle de tonalité et du correcteur *RIAA*.

13.3.1 Introduction

Un préamplificateur peut jouer plusieurs rôles. Le premier est d'amener le signal de différentes sources à un niveau acceptable pour l'amplificateur de puissance; d'où le nom de *préamplificateur*. La plupart des préamplificateurs disposent donc d'un commutateur ou de boutons permettant de sélectionner la source à préamplifier.

Comme deuxième rôle, les préamplificateurs assurent également divers traitements du son en fonction des préférences de l'utilisateur. Parmi ces traitements, on trouve les contrôles du volume, des basses, des aigus, de la balance et de la correction physiologique.

Avec le retour en force des disques vinyles, qui connaissent un renouveau reflétant l'engouement pour la qualité sonore authentique et chaleureuse qu'ils offrent, le troisième rôle, autrefois couramment utilisé, est celui du correcteur *RIAA*.

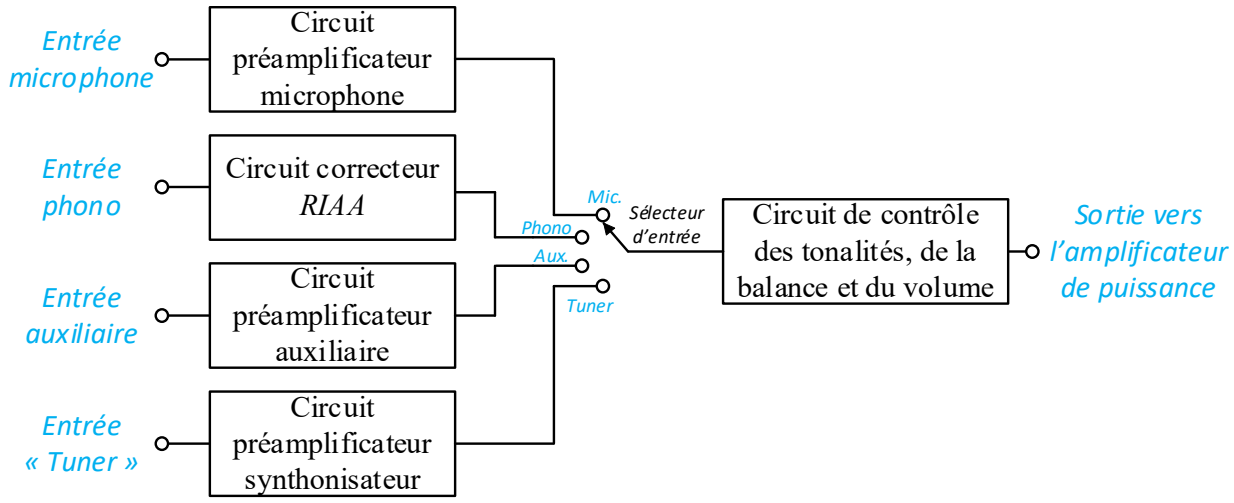


Figure 13-17 Schéma de principe typique du préamplificateur.

Dans un schéma de principe typique, tel que celui décrit à la Figure 13-17, plusieurs fonctions principales sont intégrées pour répondre aux besoins spécifiques des différentes sources audio. Tout d'abord, un circuit préamplificateur est dédié à l'amplification du signal provenant d'un microphone.

Ce type de préamplificateur est conçu pour capter et amplifier les faibles niveaux de signal générés par les microphones, les rendant ainsi plus audibles et manipulables par d'autres sections du système audio.

Ensuite, un correcteur *RIAA* est souvent inclus pour le traitement des signaux provenant d'un tourne-disque (entrée phono). La gravure de la musique sur vinyle impose un standard d'enregistrement pour réduire l'espace occupé par les sillons et les bruits de frottement, qu'il faut traiter lors de la lecture. C'est le rôle du correcteur de compenser les caractéristiques d'enregistrement spécifiques des disques vinyles, assurant une reproduction sonore fidèle et équilibrée.

Parallèlement, un circuit préamplificateur est prévu pour une entrée auxiliaire, qui peut recevoir des signaux provenant de diverses sources externes telles que lecteurs MP3, lecteur de « *CD* » ou autres équipements audio. Ce préamplificateur est conçu pour gérer une large gamme de niveaux de signal et d'impédances, assurant une compatibilité maximale avec différents appareils externes.

Enfin, une dernière entrée est réservée au syntoniseur radio (Entrée « Tuner »), permettant de recevoir et d'amplifier les signaux radio captés par un appareil spécialement conçu à cet effet, communément appelé « *tuner* ». Ce dispositif assure la réception et l'amplification des stations radio, offrant ainsi à l'utilisateur une variété de choix pour écouter différentes émissions et programmes radiophoniques.

Après l'amplification initiale, le signal sélection par le commutateur (ou sélecteur) est dirigé vers des commandes de tonalité et de volume. Ces réglages permettent à l'utilisateur de modeler la réponse en fréquence du signal et d'ajuster son niveau sonore, offrant ainsi une flexibilité pour s'adapter aux préférences auditives et aux exigences de l'environnement d'écoute.

La description du schéma de principe des préamplificateurs audio peut varier selon l'appareil, notamment en ce qui concerne le nombre et les types d'entrées disponibles. Cela permet aux utilisateurs de choisir un modèle adapté à leurs besoins spécifiques en matière de configuration audio. La Figure 13-18 montre un exemple d'un tableau arrière d'un préamplificateur.

Figure 13-18 Exemple de tableau arrière d'un préamplificateur.
« Source : *ROTEL* »

Certains appareils intègrent à la fois le récepteur radio, les circuits préamplificateurs, les contrôles de tonalité et de volume, ainsi que l'amplificateur de puissance dans un même boîtier, offrant ainsi une solution compacte et pratique pour les utilisateurs désirant une expérience audio complète et polyvalente à partir d'un seul appareil.

Pour les puristes de l'audio, il est souvent préférable de séparer le préamplificateur et l'amplificateur de puissance en deux unités distinctes. Cette approche favorise une meilleure isolation des circuits, réduisant ainsi les interférences électromagnétiques et les pertes de qualité sonore. De plus, elle offre une flexibilité accrue dans le choix et l'optimisation des composants individuels, permettant aux audiophiles d'atteindre des performances audio haut de gamme et une fidélité sonore maximale.

L'amplificateur de puissance idéal pour le puriste se distingue souvent par sa simplicité, avec seulement un bouton « on/off ». Cette approche minimaliste vise à préserver la pureté du signal audio en minimisant les composants électroniques et les circuits de contrôle superflus. Cependant, pour rester fidèle à notre objectif initial, il est préférable de ne pas approfondir davantage, étant donné l'ampleur et la complexité du sujet.

En résumé, le préamplificateur dans un système audio joue un rôle essentiel en amplifiant les signaux de sources variées tout en assurant une gestion efficace des niveaux et une qualité sonore optimale. Sa conception intègre souvent des fonctionnalités spécifiques telles que l'amplification du microphone, le traitement *RIAA* pour les vinyles, et l'amplification des entrées auxiliaires, offrant ainsi une flexibilité et une adaptabilité accrues aux besoins diversifiés des utilisateurs et des sources audio.

13.3.2 Circuits préamplificateurs

Comme nous l'avons dit plus haut, le préamplificateur dans un système audio amplifie divers signaux tout en assurant un contrôle optimal des niveaux et une qualité sonore maximale. Les préamplificateurs modernes sont largement composés d'amplificateurs opérationnels. La Figure 13-19 montre un exemple de circuit qui illustre concrètement ce concept. Ce schéma montre clairement le circuit préamplificateur monophonique avec des sections distinctes pour l'entrée microphone et l'entrée auxiliaire.

Notamment, le préamplificateur du microphone est conçu avec deux étages d'amplification (IC1-A et IC1-B) afin d'amplifier le signal faible capté par le microphone. Chaque étage d'amplification joue un rôle important dans l'augmentation progressive du niveau du signal, en minimisant le bruit et en préservant la fidélité sonore. En revanche, l'entrée auxiliaire ne nécessite qu'un seul étage d'amplification, qui est directement relié au deuxième étage (IC1-B) du préamplificateur du microphone.

Après l'étape d'amplification initiale, le signal sélectionné par l'utilisateur est dirigé via le sélecteur (*SW1*) vers le contrôle de tonalité à deux voies et le contrôle de volume. Ces contrôles permettent à l'utilisateur d'ajuster les fréquences graves, aiguës et le niveau sonore selon ses préférences.

Le contrôle de tonalité intègre deux amplificateurs opérationnels : l'un (IC2-A) sert d'amplificateur à gain variable, tandis que l'autre (IC2-B) est utilisé comme gyrateur dans le filtre des basses fréquences. La théorie des gyrateurs a déjà été abordée. Dans les sections suivantes, nous explorerons les concepts liés au contrôle de tonalité et au correcteur *RIAA*.

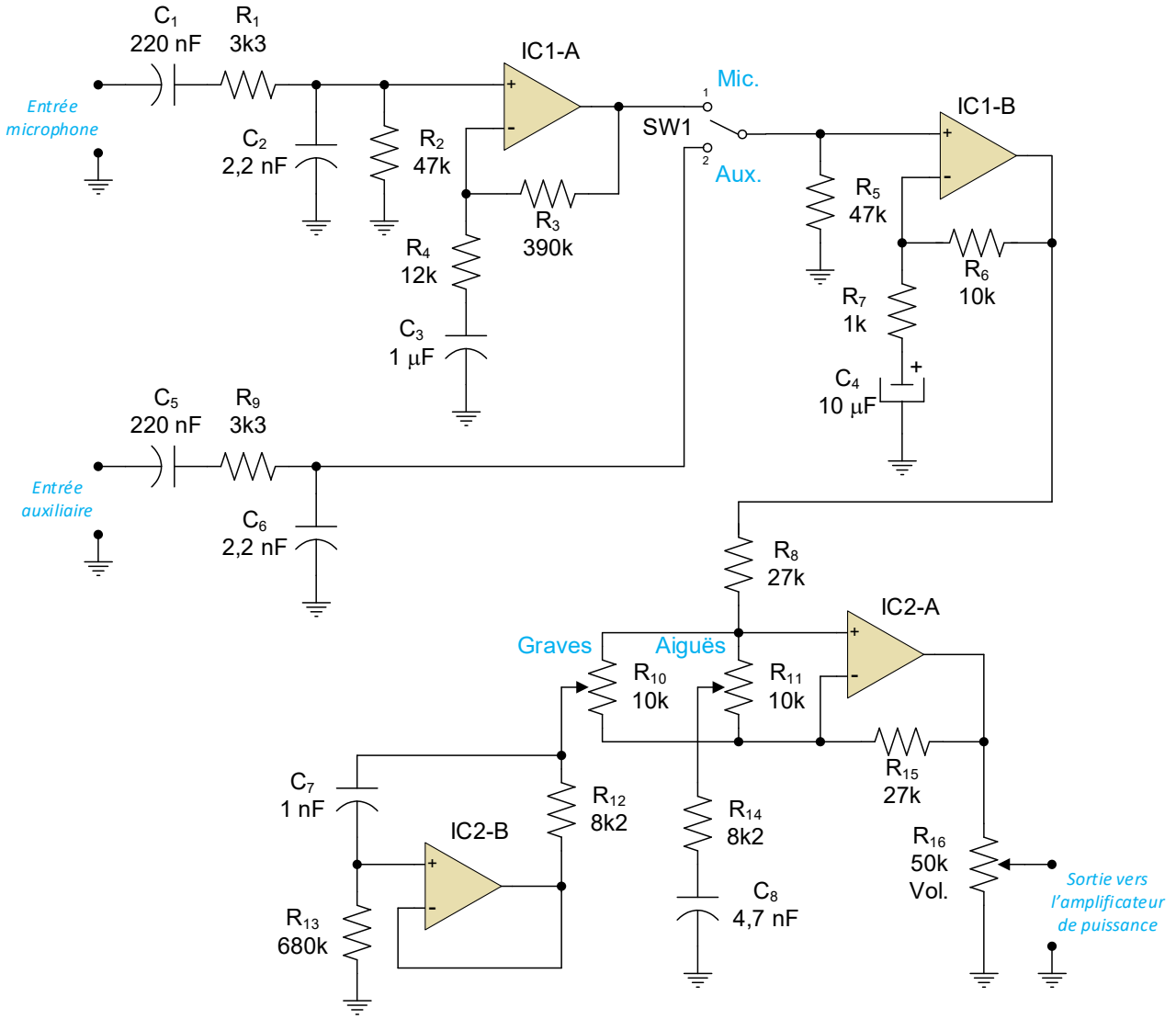


Figure 13-19 Exemple de circuit préamplificateur avec entrée microphone et entrée auxiliaire.

13.3.3 Rôle du contrôle de tonalité

Le contrôle de tonalité est une fonctionnalité présente dans de nombreux appareils audio, tels que les préamplificateurs, les amplificateurs et les récepteurs stéréo. Il permet à l'utilisateur d'ajuster les niveaux de certaines bandes de fréquences dans le spectre sonore, généralement les basses, les médiums et les aigus, afin de modifier le caractère tonal du son produit.

En modifiant ces paramètres, l'utilisateur peut personnaliser le son selon ses préférences d'écoute ou compenser les caractéristiques acoustiques de l'environnement d'écoute. Par exemple, en augmentant les basses, on peut donner plus de profondeur à la musique, tandis qu'en réduisant les aigus, on peut atténuer les sons perçus comme trop brillants ou agressifs. Le contrôle de tonalité offre ainsi une flexibilité permettant d'adapter le son à différents types de musique, d'appareils de lecture ou de préférences d'écoute.

13.3.4 Contrôle de tonalité simple

Ce contrôle, appelé « *Tone Control* », agit seulement sur les hautes fréquences. On choisit un potentiomètre P_1 à progression logarithmique (ou audio) généralement dix fois plus élevé en valeur que Z_{sortie}. C_1 est déterminé par la valeur de la fréquence de coupure, qui est d'ordinaire 1 kHz, lorsque le potentiomètre est ajusté à 0 Ω. Ce contrôle est dit passif, car il ne contient aucun élément semi-conducteur actif tel des transistors ou des amplificateurs opérationnels.

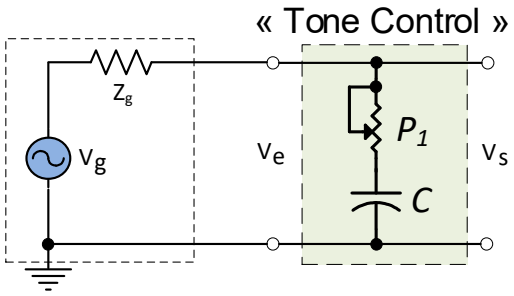


Figure 13-20 Contrôle de tonalité simple.

Ce circuit, quoique simple, n'offre pas une grande flexibilité, c'est pourquoi il est souvent remplacé par des systèmes plus avancés permettant des réglages plus précis et variés.

13.3.5 Amplificateur à gain variable

Il est souvent intéressant de pouvoir régler le gain d'un amplificateur, c'est-à-dire de faire varier ce gain au choix de l'utilisateur. Il pourrait s'agir, par exemple, de vouloir régler le volume d'un téléphone cellulaire, d'une radio d'automobile ou de vouloir régler l'amplitude des fréquences graves et aiguës d'un amplificateur de guitare. Dans les contrôles de tonalité, nous pouvons utiliser le montage d'amplificateur à gain variable de la Figure 13-21.

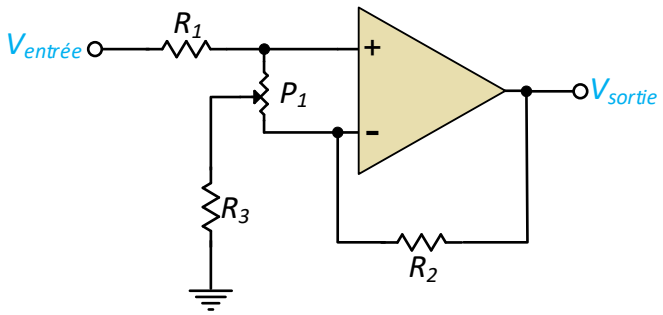


Figure 13-21 Amplificateur à gain variable.

Dans le circuit de l'amplificateur à gain variable, l'amplificateur opérationnel est configuré en mode non-inverseur. Les gains maximum et minimum seront atteints lorsque le curseur de *P1* est respectivement en bas et en haut, tandis que le gain se situera entre ces deux valeurs pour toute autre position du curseur. Nous verrons plus loin l'impact de la variation du curseur sur le gain de l'amplificateur. Pour calculer le gain de cet amplificateur, nous allons donc analyser ces deux cas extrêmes, correspondant aux deux positions du curseur de *P1*.

Le circuit équivalent avec le potentiomètre à chaque extrémité de sa course est illustré à la Figure 13-22. Le potentiomètre P_1 de la Figure 13-22 est connecté entre les entrées inverseuse et non inverseuse de l'ampli-op et en parallèle avec la résistance d'entre $Z_{entrée}$ de l'ampli-op. De plus, la tension d'erreur est nulle lorsque l'ampli-op est branché en rétroaction négative. Par conséquent pour les deux positions extrêmes, P_1 n'entre pas dans les calculs de gain pour l'amplificateur à gain variable. Cependant, R_3 joue un rôle particulier et différent pour les deux cas.

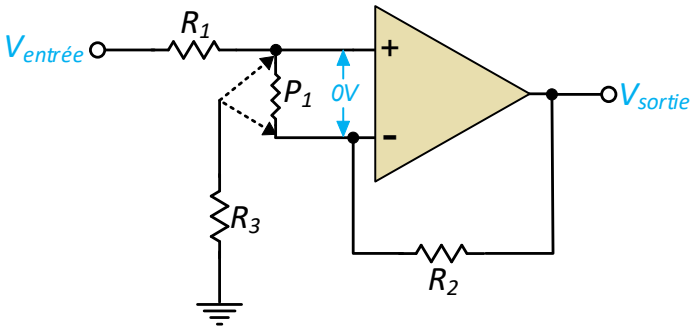


Figure 13-22 Analyse limite de l'amplificateur à gain variable.

<u>Gain maximum ou Augmentation</u> : (curseur de P_1 en bas)

Le circuit de la Figure 13-23a agit comme un amplificateur non-inverseur (Figure 13-23b).

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

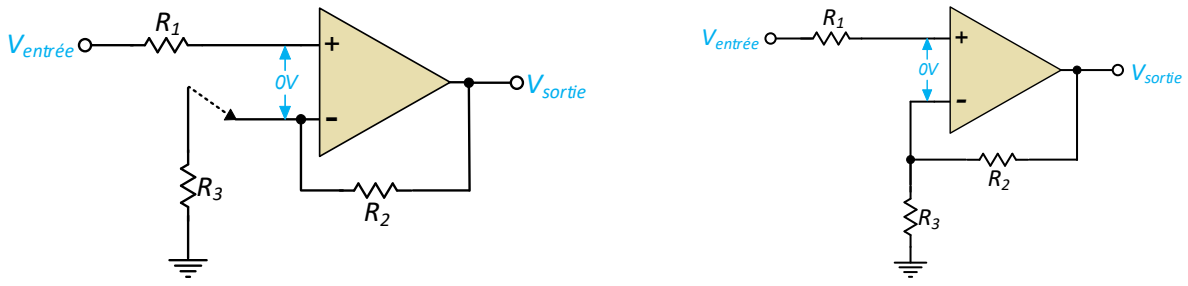


Figure 13-23 Amplificateur à gain variable avec curseur en bas.

Le gain maximum est alors :

$$A_{Vmax} = \left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right)$$

Équation 13-21

En dB,

$$A_{Vmax(dB)} = 20Log\left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right)$$

Équation 13-22

<u>Gain minimum ou Atténuation</u> : (curseur de P_1 en haut)

Le circuit de la Figure 13-24a est particulier. Il agit comme un amplificateur suiveur (gain = 1) précédé d'un diviseur de tension branché à l'entrée de l'amplificateur (Figure 13-24b).

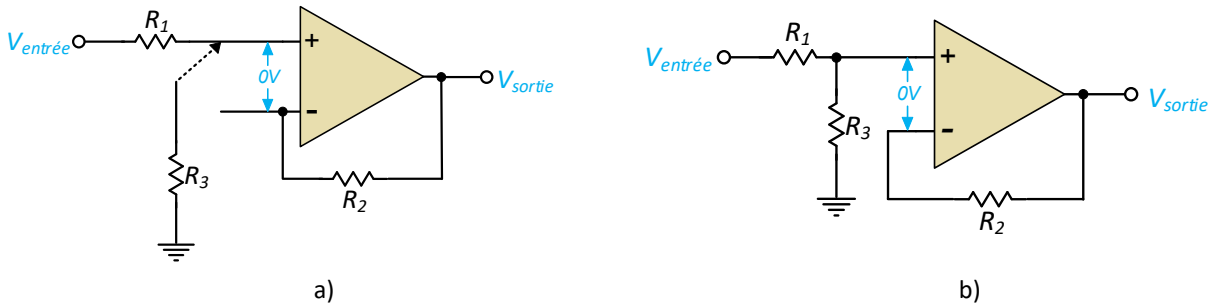


Figure 13-24 Amplificateur à gain variable avec curseur en haut.

Le gain minimum est alors seulement l'équation du diviseur de tension formé par R_1 et R_3 :

$$A_{Vmin} = \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3}\right)$$

Équation 13-23

En dB,

$$A_{Vmin(dB)} = 20Log\left(\frac{R_3}{R_1 + R_3}\right)$$

Équation 13-24

En résumé, le gain minimum et maximum se calcule de la manière suivante :

$$\underbrace{\left(\frac{\mathrm{R_3}}{\mathrm{R_1 + R_3}}\right)}_{Curseur\ P_1 en\ haut} \leq \mathrm{A_v} \leq \underbrace{\left(\frac{\mathrm{R_2}}{\mathrm{R_3}} + 1\right)}_{Curseur\ P_1 en\ bas}$$

Équation 13-25

En dB,

$$20\log\left(\frac{\mathrm{R_3}}{\mathrm{R_1 + R_3}}\right) \leq \mathrm{A_v} \leq 20\log\left(\frac{\mathrm{R_2}}{\mathrm{R_3}} + 1\right)$$

Équation 13-26

Exemple 13.6

Que valent, en décibels, les gains maximum et minimum de cet amplificateur à gain variable ?

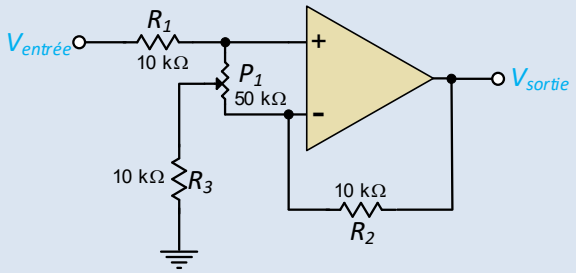


Figure 13-25 Amplificateur à gain variable.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Solution :

Augmentation : (curseur de P_1 en bas)

$$A_{Vmax} = \left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right) = \left(\frac{10\ k\Omega}{10\ k\Omega} + 1\right) = 2$$

$$A_{Vmax(dB)} = 20 \cdot Log(2) = +6{,}02\ dB$$

Atténuation : (curseur de P_1 en haut)

$$A_{Vmin} = \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3}\right) = \left(\frac{10\ k\Omega}{10\ k\Omega + 10\ k\Omega}\right) = 0{,}5$$

$$A_{Vmin(dB)} = 20 \cdot Log(0{,}5) = -6{,}02\ dB$$

13.3.6 Contrôle de tonalité à 2 voies avec ampli-op

La Figure 13-26 représente un contrôle de tonalité de type actif. Il s'agit d'un contrôle de tonalité actif à 2 voies, fort simple. Il met en œuvre l'amplificateur à gain variable présenté précédemment. Le principe de base est d'influencer la boucle de contre-réaction avec des composants réactifs, bobines et condensateurs, et la position d'un potentiomètre. Le réseau formé par la résistance R_3 et la bobine L forme un filtre passe-bas tandis que le réseau formé par la résistance R_4 et le condensateur C forme un filtre passe-haut.

Ces réseaux sont communément appelés « *bande* » ou « *cellule* ». Par conséquent, ce circuit permet de « découper » la bande passante audio en deux sous-bandes, une sous-bande pour les fréquences basses (graves) et une pour les fréquences hautes (aiguës). Les potentiomètres P_1 et P_2 permettent de prélever une portion plus ou moins importante de chaque sous-bande et d'en doser ainsi l'amplitude. En effet, comme nous l'avons vu plus haut le gain de l'amplificateur varie avec la position du curseur du potentiomètre. Lorsqu'on modifie la position d'un curseur, on varie le gain d'une cellule donc celle du filtre.

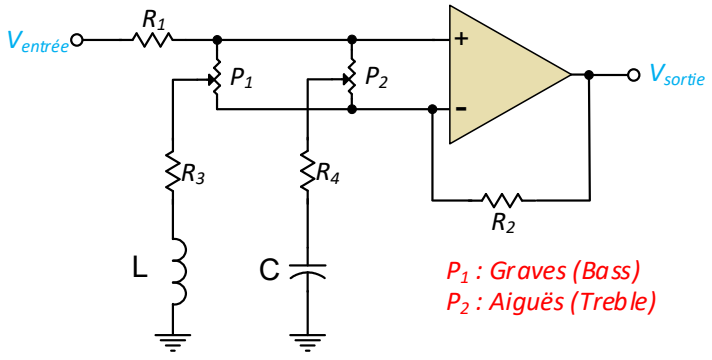


Figure 13-26 Contrôle de tonalité à 2 voies avec ampli-op.

Ainsi donc, les potentiomètres P_1 et P_2 permettent donc d'augmenter ou d'atténuer, respectivement, les basses fréquences et les hautes fréquences. La réponse en fréquence de ce contrôle est illustrée à la Figure 13-27.

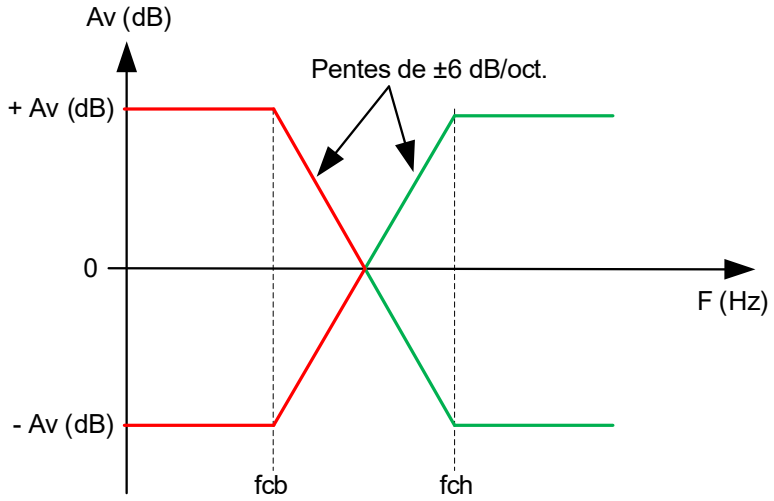


Figure 13-27 Réponse en fréquence du contrôle de tonalité à 2 voies.

À la Figure 13-27, la valeur de la fréquence de coupure, f_{cb} (fréquence de coupure basse) est donnée par l'équation suivante :

$$f_{cb} = R_3/2\pi L$$

Équation 13-27

C'est la fréquence pour laquelle X_L vaut R_3. En d'autres mots, ce sont les valeurs de L et de R_3 qui déterminent la fréquence f_{cb}.

La valeur de la fréquence de coupure, f_{ch} (fréquence de coupure haute) est donnée par l'équation suivante :

$$f_{ch} = 1/2\pi R_4 C$$

Équation 13-28

C'est la fréquence pour laquelle X_C vaut R_4. En d'autres mots, ce sont les valeurs de C et de R_4 qui déterminent la fréquence f_{ch}.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Les gains maximum et minimum se calculent de la manière suivante :

L'augmentation (Curseurs de P_1 et de P_2 sont en bas) :

$$A_{Vmax} = \left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right) \quad \text{ou} \quad A_{Vmax(dB)} = 20\ Log\left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right) \quad \text{(graves)}$$

Équation 13-29

$$A_{Vmax} = \left(\frac{R_2}{R_4} + 1\right) \quad \text{ou} \quad A_{Vmax(dB)} = 20\ Log\left(\frac{R_2}{R_4} + 1\right) \quad \text{(aiguës)}$$

Équation 13-30

La coupure ou l'atténuation (Curseurs de P_1 et de P_2 sont en haut) :

$$A_{Vmin} = \left(\frac{R_3}{R_1+R_3}\right) \quad \text{ou} \quad A_{Vmin(dB)} = 20\ Log\left(\frac{R_3}{R_1+R_3}\right) \quad \text{(graves)}$$

Équation 13-31

$$A_{Vmin} = \left(\frac{R_4}{R_1+R_4}\right) \quad \text{ou} \quad A_{Vmin(dB)} = 20\ Log\left(\frac{R_4}{R_1+R_4}\right) \quad \text{(aiguës)}$$

Équation 13-32

Dans le montage de la Figure 13-26, les résistances R_1 et R_2 doivent être identiques afin d'obtenir une symétrie entre les gains maximum et minimum, par exemple +15 dB et -15 dB. De plus, les résistances dans les cellules, R_3 et R_4, doivent être identiques, ceci permet également une uniformité entre les cellules.

Exemple 13.7

Examinez le circuit de contrôle de tonalité suivant.

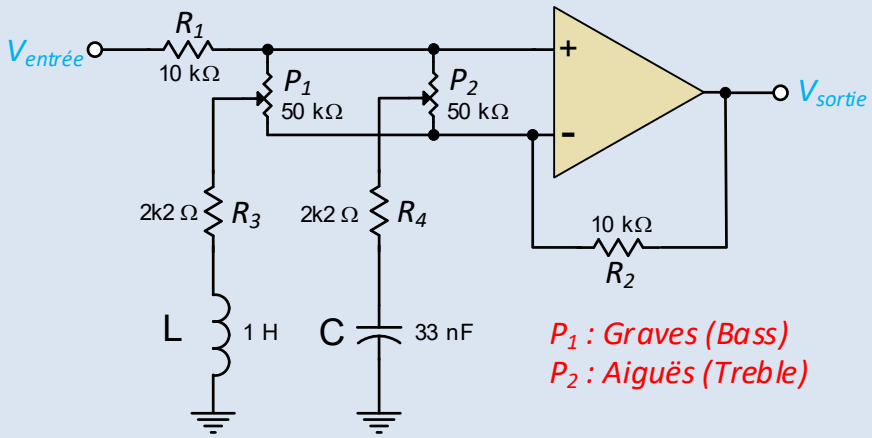


Figure 13-28 Contrôle de tonalité à 2 voies avec ampli-op.

a) Que valent, en décibels, les gains maximum et minimum de ce contrôle de tonalité ?
b) Que vaut f_{cb} ?
c) Que vaut f_{ch} ?

Solution :

a)

Augmentation : (curseurs des potentiomètres en bas)

$$A_{Vmax} = \left(\frac{R_2}{R_4} + 1\right) = \left(\frac{10\ k\Omega}{2{,}2\ k\Omega} + 1\right) = 5{,}54$$

$$A_{V(dB)} = 20 \cdot Log(5{,}54) = +14{,}87\ dB$$

Atténuation : (curseurs des potentiomètres en haut)

$$A_{Vmin} = \left(\frac{R_4}{R_1 + R_4}\right) = \left(\frac{2{,}2\ k\Omega}{10\ k\Omega + 2{,}2\ k\Omega}\right) = 0{,}180$$

$$A_{V(dB)} = 20 \cdot Log(0{,}180) = -14{,}87\ dB$$

b) $f_{cb} = {}^{R_3}/_{2\pi L} = {}^{2{,}2\ k\Omega}/_{2\pi \cdot 1\ \mathrm{H}} = 350{,}14\ Hz$

c) $f_{ch} = {}^{1}/_{2\pi \cdot R_4 \cdot C} = {}^{1}/_{2\pi \cdot 2{,}2\ k\Omega \cdot 33\ \mathrm{nF}} = 2{,}192\ kHz$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

13.3.7 Contrôle de tonalité à 2 voies avec gyrateur

L'utilisation d'une bobine est souvent impossible à cause de la dimension physique de celle-ci. On doit simuler électroniquement la bobine avec un circuit qu'on nomme un *gyrateur d'impédance*.

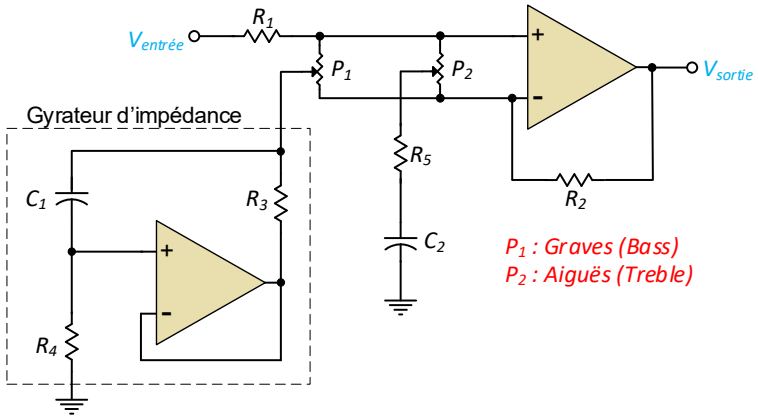


Figure 13-29 Contrôle de tonalité avec gyrateur d'impédance.

Les calculs des gains maximum et minimum ainsi que pour les fréquences de coupures f_{cb} et f_{ch} se font de la même manière. Il suffit d'abord de calculer les valeurs de la résistance et la bobine du gyrateur d'impédance.

Exemple 13.8

Examinez le circuit de contrôle de tonalité suivant.

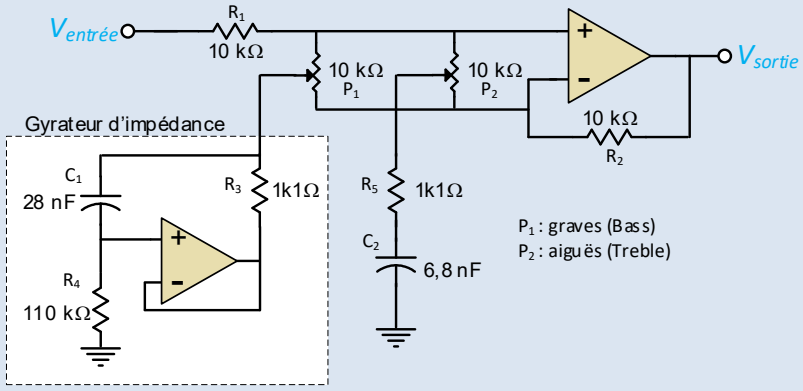


Figure 13-30 Contrôle de tonalité avec gyrateur d'impédance.

a) Que valent, en décibels, les gains maximum et minimum de ce contrôle de tonalité ?
b) Quelle valeur de résistance et de bobine en série du gyrateur d'impédance ?
c) Que vaut f_{cb} ?
d) Que vaut f_{ch} ?

Solution :

a) Augmentation : (curseurs des potentiomètres en bas)

$$A_{Vmax} = \left(\frac{R_2}{R_4} + 1\right) = \left(\frac{10\ k\Omega}{1{,}1\ k\Omega} + 1\right) = 10{,}09$$

$$A_{V(dB)} = 20 \cdot Log(10{,}09) = +20{,}07\ dB$$

Atténuation : (curseurs des potentiomètres en haut)

$$A_{Vmin} = \left(\frac{R_5}{R_1 + R_5}\right) = \left(\frac{1{,}1\ k\Omega}{10\ k\Omega + 1{,}1\ k\Omega}\right) = 0{,}099$$

$$A_{V(dB)} = 20 \cdot Log(0{,}099) = -20{,}08\ dB$$

b) $R = R_3 = 1{,}1\ k\Omega$ et $L = R_3 \cdot R_4 \cdot C_1 = 1{,}1\ k\Omega \cdot 110\ k\Omega \cdot 28\ \text{nF} = 3{,}388\ \text{H}$

c) $f_{cb} = {}^{R}/_{(2\pi L)} = {}^{1{,}1\ k\Omega}/_{(2\pi \cdot 3{,}388\ H)} = 51{,}58\ Hz$

d) $f_{ch} = {}^{1}/_{(2\pi \cdot R_5 \cdot C_2)} = {}^{1}/_{(2\pi \cdot 1{,}1\ k\Omega \cdot 6{,}8\ nF)} = 21{,}28\ kHz$

13.3.8 Contrôle de tonalité « *Baxandal* »

Le correcteur de tonalité le plus connu est le « *Baxandall* » mis au point par Peter J. Baxandall en 1950 (note1). À l'origine, le correcteur utilisait un tube à vide « *Pentode* » pour amplificateur. La Figure 13-31 représente le circuit original du correcteur de tonalité *Baxandall*.

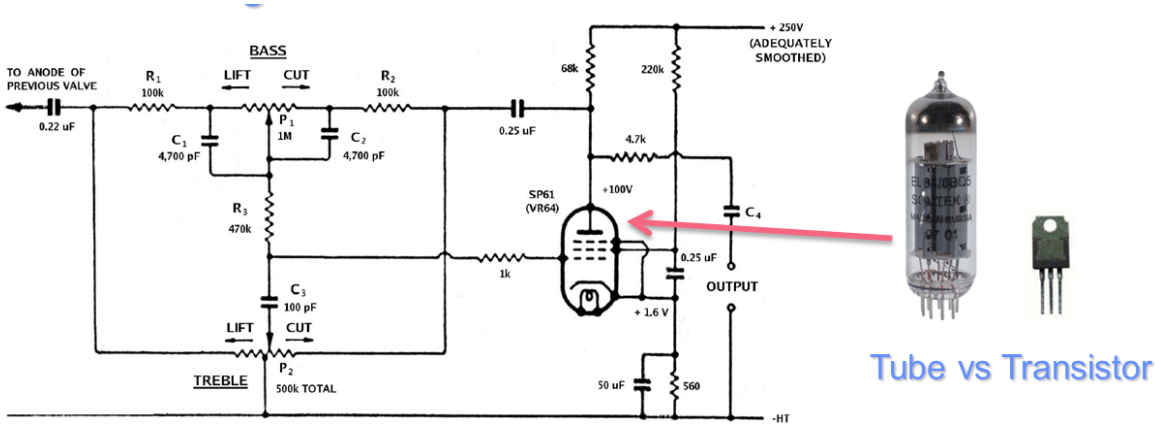


Figure 13-31 Circuit original du correcteur de tonalité *Baxandall*.
« Source : Wireless World, October 1952 »

[1] Référence : Article « Wireless World, October 1952 »

Le correcteur de tonalité *Baxandall* de type passif est très populaire, car, en plus d'être économique, il utilise très peu de composants et aucune bobine. Il est très répandu dans les amplificateurs de guitare grand public. Cependant, il s'agit d'un contrôle passif qui ne permet pas d'obtenir un gain en tension supérieur à 1. Pour obtenir un gain supérieur à un, il est nécessaire d'ajouter un élément actif.

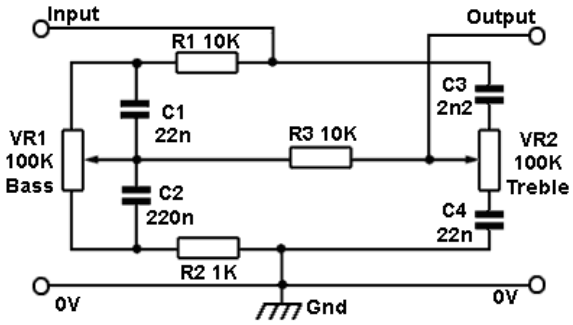


Figure 13-32 Correcteur de tonalité *Baxandall* passif.
« Source : *www.Learnabout-Electronics.org* »

La Figure 13-33 illustre un exemple de correcteur de tonalité *Baxandall* de type actif utilisant un amplificateur opérationnel. Ce modèle est courant parce qu'il ne met en œuvre qu'un seul amplificateur opérationnel afin de pouvoir contrôler les graves comme les aiguës. En effet, il ne se trouve pas le besoin de faire l'usage d'un gyrateur d'impédance. Il est donc plus économique à produire.

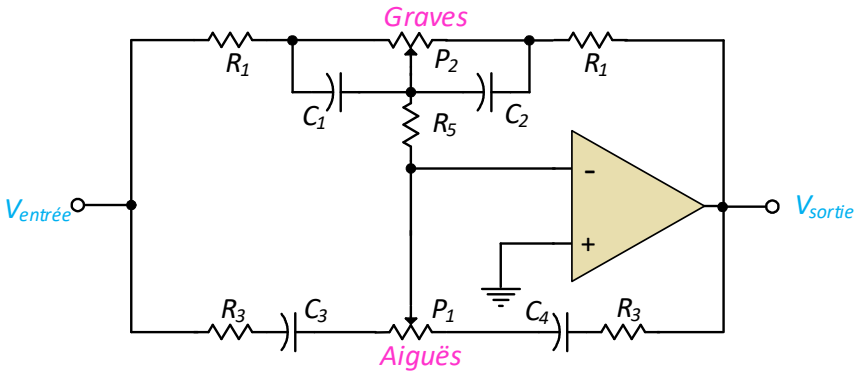


Figure 13-33 Correcteur de tonalité *Baxandall* actif.

Il est important de préciser que la présence de deux résistances R_1 et deux résistances R_3 n'est pas une erreur de conception. Ces résistances doivent être identiques, comme l'indiquent leurs indices, pour garantir que le circuit fonctionne correctement et de manière cohérente. La réponse en fréquence typique du correcteur de tonalité Baxandall actif est illustrée à la Figure 13-34.

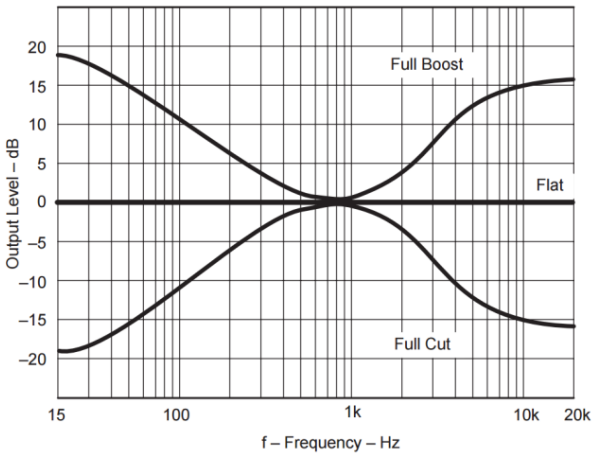


Figure 13-34 Réponse en fréquence typique du correcteur de tonalité *Baxandall* actif.
« Source : *Texas Instruments, document SLOA042* »

Il existe différentes variantes du correcteur de tonalité Baxandall actif. La Figure 13-35 montre un autre modèle de correcteur Baxandall actif. Ce modèle est plus simplifié, car il utilise seulement deux capacités. Toutefois, son analyse aux fréquences élevées n'est pas triviale.

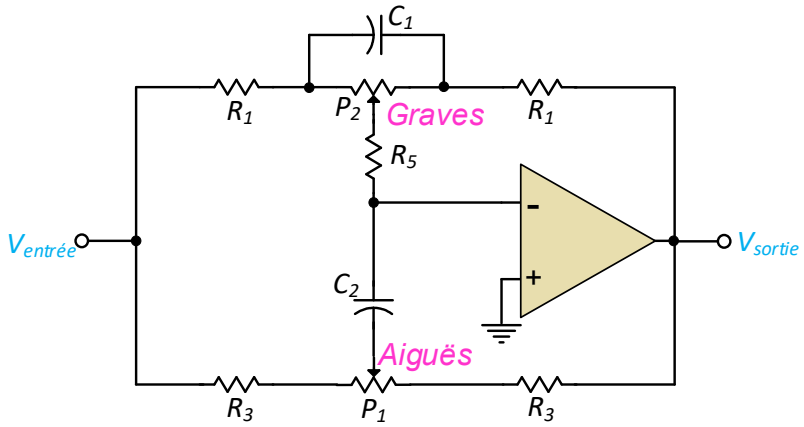


Figure 13-35 Correcteur de tonalité Baxandall actif simplifié.

À mesure que la fréquence du signal d'entrée augmente, C_1 annule l'effet de la résistance P_2 en créant un court-circuit à ses bornes. La fréquence à laquelle C_1 fait son effet est la fréquence de coupure basse, f_{cb}. Elle se calcule avec l'équation suivante :

$$\boxed{f_{cb} = 1/2\pi P_2 C_1}$$

Équation 13-33

Aux basses fréquences, où $f << f_{cb}$, les condensateurs agissent comme des circuits ouverts de sorte que la seule contre-réaction qui soit effective comprend R_1 et P_2. Le montage agit comme un amplificateur inverseur dont le gain peut varier au moyen du potentiomètre des graves (P_2).

Les gains maximum et minimum du contrôle des **graves** se calculent de la manière suivante :

$$\underbrace{-\left(\frac{R_1}{R_1+P_2}\right)}_{P_2 \text{ à } droite} \leq A_v \leq \underbrace{-\left(\frac{R_1+P_2}{R_1}\right)}_{P_2 \text{ à } gauche}$$

Équation 13-34

En dB,

$$20log\left(\frac{R_1}{R_1+P_2}\right) \leq A_v \leq 20log\left(\frac{R_1+P_2}{R_1}\right)$$

Équation 13-35

Passé la fréquence f_{cb}, la réponse en fréquence possède une pente de ±6 dB/octave, dépendant de la position physique du curseur de P_2, soit pour une augmentation (position basse) ou une atténuation (position haute).

Le condensateur C_2 a une influence sur la fréquence de coupure haute, f_{ch}. Elle se calcule avec l'équation suivante :

$$\boxed{f_{ch} = 1/2\pi R_3 C_2}$$

Équation 13-36

Aux hautes fréquences, où $f >> f_{ch}$, les condensateurs agissent tous comme des courts-circuits. À ce moment, le gain est alors contrôlé par le potentiomètre des aiguës (P_1).

Si P_1 est beaucoup plus grand que $R_1 + R_3 + 2R_5$, la plage de variation du gain du contrôle des **aiguës** est :

$$\underbrace{-\left(\frac{R_3}{R_1+R_3+2\cdot R_5}\right)}_{P_1 \text{ à } droite} \leq A_v \leq \underbrace{-\left(\frac{R_1+R_3+2\cdot R_5}{R_3}\right)}_{P_1 \text{ à } gauche}$$

Équation 13-37

En dB,

$$20log\left(\frac{R_3}{R_1+R_3+2\cdot R_5}\right) \leq A_v \leq 20log\left(\frac{R_1+R_3+2\cdot R_5}{R_3}\right)$$

Équation 13-38

Exemple 13.9

Examinez le circuit suivant.

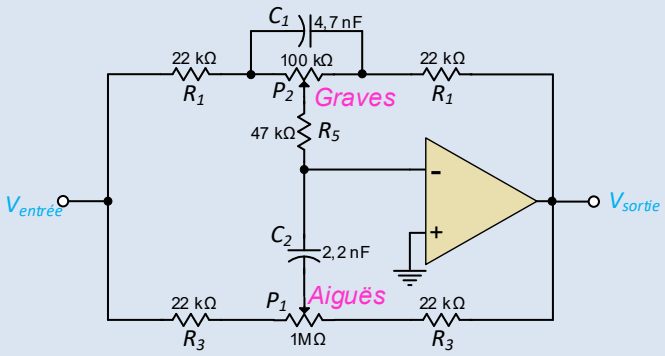


Figure 13-36 Correcteur de tonalité Baxandall.

a) Quel est le gain du circuit amplificateur aux fréquences graves lorsque le curseur de P_2 est à gauche ?
b) Quel est le gain du circuit amplificateur aux fréquences graves lorsque le curseur de P_2 est à droite ?
c) Quel est le gain du circuit amplificateur aux fréquences aiguës lorsque le curseur de P_1 est à gauche ?
d) Quel est le gain du circuit amplificateur aux fréquences aiguës lorsque le curseur de P_1 est à droite ?
e) Quelle est la valeur de f_{cb} ?
f) Quelle est la valeur de f_{ch} ?

Solution :

a) $A_V = -\left(\frac{R_1+P_2}{R_1}\right) = -\left(\frac{22\ k\Omega+100\ k\Omega}{22\ k\Omega}\right) = -5{,}545$

b) $A_V = -\left(\frac{R_1}{R_1+P_2}\right) = -\left(\frac{22\ k\Omega}{22\ k\Omega+100\ k\Omega}\right) = -0\ ,180$

c) $A_V = -\left(\frac{R_1+R_3+2\cdot R_5}{R_3}\right) = -\left(\frac{22\ k\Omega+22\ k\Omega+2\cdot 47\ k\Omega}{22\ k\Omega}\right) = -6{,}273$

d) $A_V = -\left(\frac{R_3}{R_1+R_3+2\cdot R_5}\right) = -\left(\frac{22\ k\Omega}{22\ k\Omega+22\ k\Omega+2\cdot 47\ k\Omega}\right) = -0{,}159$

e) $f_{cb} = \frac{1}{2\pi\cdot P_2 C_1} = \frac{1}{2\pi\cdot 100\ k\Omega\cdot 4{,}7\ \text{nF}} = 338{,}63\ Hz$

f) $f_{ch} = \frac{1}{2\pi\cdot R_3 C_2} = \frac{1}{2\pi\cdot 22\ k\Omega\cdot 2{,}2\ \text{nF}} = 3{,}29\ kHz$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

13.3.9 Correcteur *RIAA*

Comme évoqué dans l'introduction du chapitre, le vinyle retrouve une popularité sans précédent. Mais comment la musique prend-elle forme sur ces disques tant prisés ? Pour simplifier, le processus démarre par l'enregistrement en studio, suivi par la création d'une matrice utilisée pour graver la musique sur une pastille de vinyle, donnant ainsi naissance au disque final. Sur un disque vinyle, le sillon gravé contient en quelque sorte une empreinte du son enregistré, c'est un enregistrement dit *analogique*. Observé au microscope, ce sillon révèle des marques de différentes profondeurs et densités, comme illustré à la Figure 13-37.

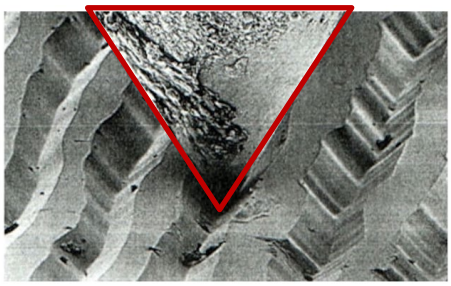


Figure 13-37 Vinyle agrandi 1000 fois avec l'aiguille de lecture (triangle rouge).
« Source : *@MicroscopePics* »

Ainsi, les lignes se transforment en rainures où la pointe du dispositif de lecture (appelé *aiguille* et généralement constitué de diamant) suit un chemin sinueux à travers le sillon du disque.

L'acronyme *RIAA* provient de « *Record Industry Association of America* », qui en 1958 a établi une norme pour la lecture des nouveaux microsillons stéréo. Auparavant, aux États-Unis et en Europe, la plupart des entreprises de production de disques utilisaient leurs propres systèmes de gravure, souvent incompatibles entre eux. Par exemple, la société américaine « *RCA Victor* » [(note 2)] avait son propre système, qui est devenu un standard aux États-Unis avant de se répandre dans le reste du monde sous le nom de *norme RIAA*.

D'ailleurs, le nom des prises de type *RCA*, appelés également *connecteurs phono*, provient de la société *RCA* qui les a développés et exploités. Ils sont conçus pour le raccordement d'appareils électroniques grand public et restent très répandus aujourd'hui. La Figure 13-38 montre les extrémités d'un câble avec prises *RCA* mâles et femelles.

[2] Radio Corporation of America ou RCA était une entreprise américaine dont le nom, qui appartient aujourd'hui à Talisman Brands, Inc.

Figure 13-38 Extrémité d'un câble avec prises *RCA* mâles et femelles.

La norme *RIAA* est une modification apportée au signal enregistré sur le disque afin d'aller à l'encontre de deux problèmes:

1. Le chevauchement des sillons aux basses fréquences;
2. La présence de bruits de frottements, la plupart étant dans les hautes fréquences.

Ces problèmes viennent de l'utilisation de circuits magnétiques pour graver la matrice. Le déplacement du burin graveur est élevé aux basses fréquences et faible aux hautes fréquences. Les signaux graves prennent alors plus de place sur le disque et les signaux aiguës se perdent dans le bruit. Afin de compenser, on diminue à l'enregistrement les fréquences graves et on augmente les fréquences aiguës. La Figure 13-39 montre la réponse en fréquence à la gravure du disque.

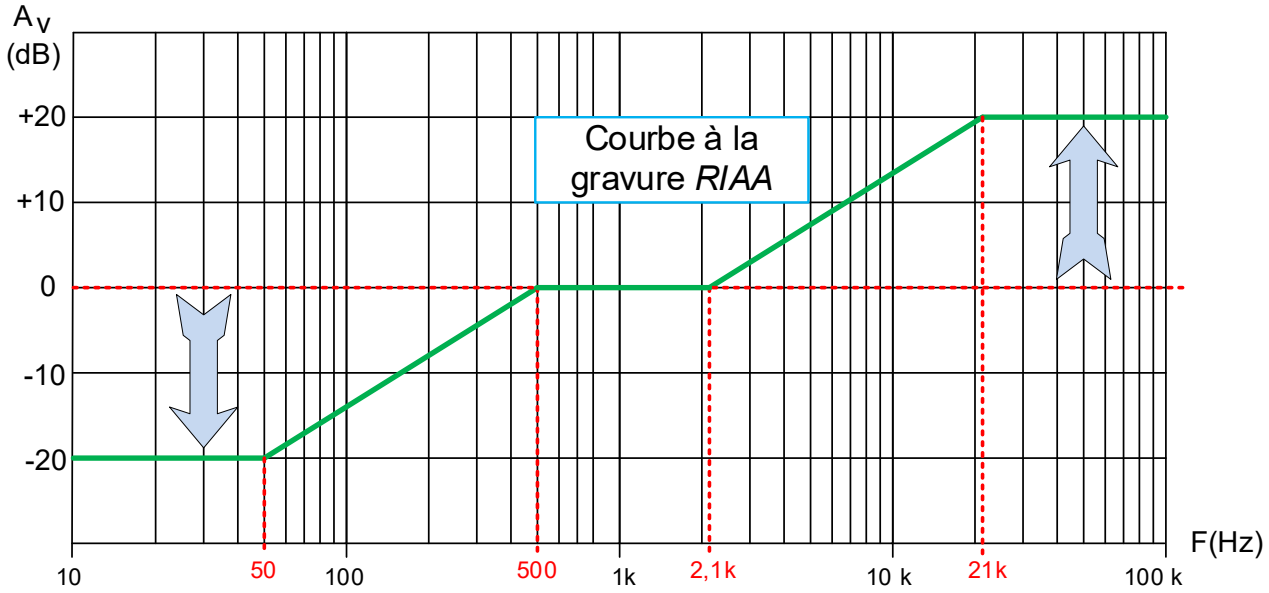


Figure 13-39 Courbe de la réponse en fréquence à la gravure du disque.

Lors de la lecture d'un disque, le préamplificateur à l'aide du correcteur *RIAA* aura donc comme travail d'amplifier les graves et d'atténuer les aiguës. Ainsi, il faut que le préamplificateur obéisse à la courbe de la Figure 13-40.

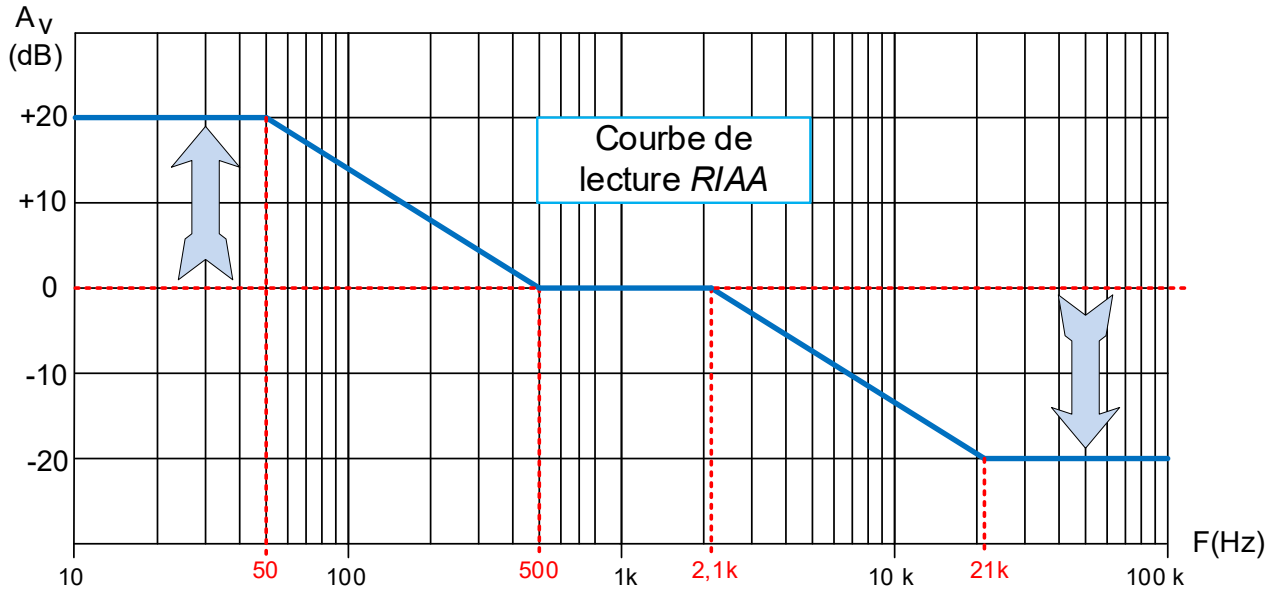


Figure 13-40 Courbe de la réponse en fréquence du correcteur *RIAA*.

En d'autres mots, à la lecture, il faut augmenter les basses d'environ 20 dB et atténuer de 20 dB les aigües. Les fréquences de coupure du premier réseau sont de 50 Hz et 500 Hz, tandis que celles du second réseau sont de 2,1 kHz et 21 kHz.

En pratique, il est difficile d'obtenir une réponse en fréquence semblable à la courbe de la Figure 13-40. En réalité, la courbe est plutôt sujette à une réduction progressive du gain autour des fréquences de coupure, créant une transition graduelle plutôt qu'un point de transition abrupt. Le graphique ci-dessous donne la réponse en fréquence réelle et asymptotique de la correction théorique.

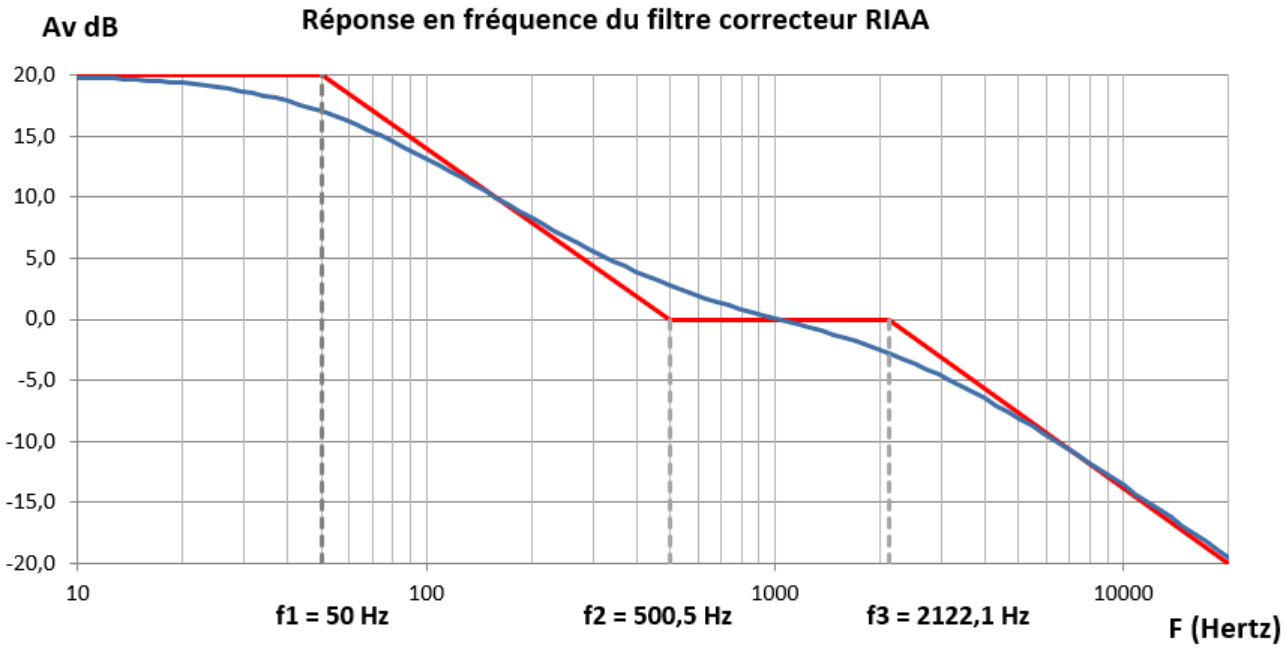


Figure 13-41 Réponse en fréquence pratique du correcteur *RIAA*.

La courbe *RIAA* pratique s'obtient à l'aide de la formule suivante :

$$dB = 10 \cdot log\left(1 + \frac{1}{4\pi^2 f^2 t_2^2}\right) - 10 \cdot log\left(1 + \frac{1}{4\pi^2 f^2 t_1^2}\right) - 10 \cdot log_{10}(1 + 4\pi^2 f^2 t_3^2)$$

Équation 13-39

où ***f*** **:** est la fréquence d'entrée;
t_1 : est la constante de temps des graves (3 180 µs)(50,05 Hz);
t_2 : est la constante de temps des médiums (318 µs)(500,5 Hz);
t_3 : est et la constante de temps des aiguës (75 µs)(2122 Hz).

Cette disposition assure un gain de 0 dB à la fréquence pivot de 1 kHz.

Le rôle principal du circuit correcteur *RIAA* est donc d'appliquer la fonction de transfert inverse de la courbe d'égalisation de l'enregistrement pour reproduire la réponse pratique (Figure 13-41) avec la plus grande fidélité possible. La combinaison de l'égalisation de l'enregistrement et de celle de la lecture permet d'obtenir une réponse en fréquence uniforme sur toute la gamme audio, comme illustré à la Figure 13-42.

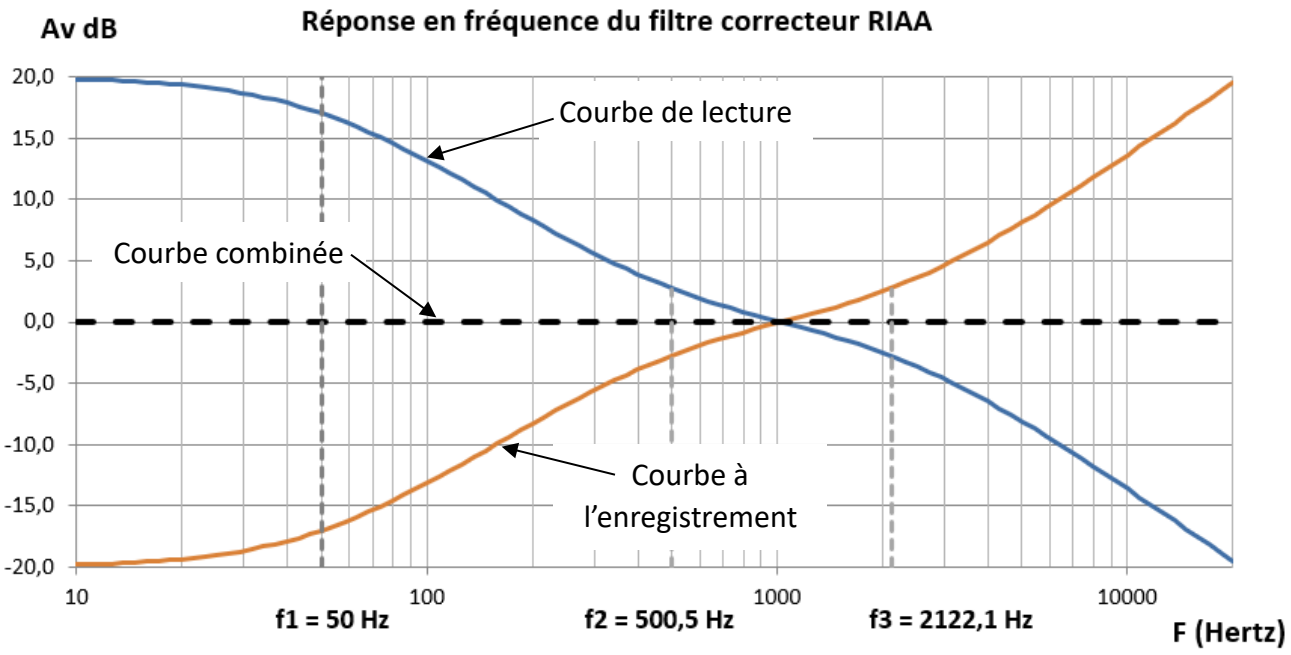


Figure 13-42 Réponse en fréquence combinée du correcteur *RIAA*.

Le correcteur *RIAA* a une autre fonction essentielle en plus de l'égalisation ou de la correction des graves et des aigus : il amplifie le signal provenant de la cartouche de lecture. Les signaux générés par les cellules phono, qu'elles soient de type ***MM*** (« *moving magnets* », ou aimants mobiles) et ***MC*** (« *moving coil* », ou bobines mobiles), sont extrêmement faibles, souvent seulement quelques millivolts. Le type *MM*, plus fréquemment utilisé, fournit un niveau de sortie autour de 5 mV à 1 kHz. En revanche, le type *MC* offre un niveau de sortie environ dix fois plus faible.

Figure 13-43 Cartouche de lecture de type *MM* avec aiguille.
« Source : *Technics* »

Par conséquent, il est nécessaire d'amplifier un signal de 5 mV (cartouche de type *MM*) pour atteindre un niveau de tension suffisante pour l'entrée d'un amplificateur, soit environ 1 à 2 V. Cela exige un préamplificateur avec un gain d'environ 50 dB et l'utilisation d'un filtre *RIAA* pour corriger les graves et les aigus.

Le circuit correcteur *RIAA* a donc deux rôles principaux : égaliser et amplifier. Il peut être conçu avec un amplificateur à un seul étage ou à deux étages, selon les besoins spécifiques. L'égalisation consiste à appliquer la fonction de transfert inverse de la courbe d'égalisation de l'enregistrement pour obtenir une réponse en fréquence uniforme sur toute la gamme audio. L'amplificateur ajuste quant à lui le niveau du signal de sortie pour une lecture optimale, généralement autour de 1 à 2 V.

Finalement, la courbe de réponse en fréquence du préamplificateur *RIAA* ressemblera étroitement à la courbe *RIAA* normalisée. La seule variation notable concernera le gain : à 1 kHz, un gain de 30 dB sera appliqué, permettant ainsi d'amplifier le signal phono pour qu'il atteigne une amplitude suffisante pour alimenter l'amplificateur. À 50 Hz, ce gain sera donc de 30 + 20 = 50 dB, soit environ de 320.

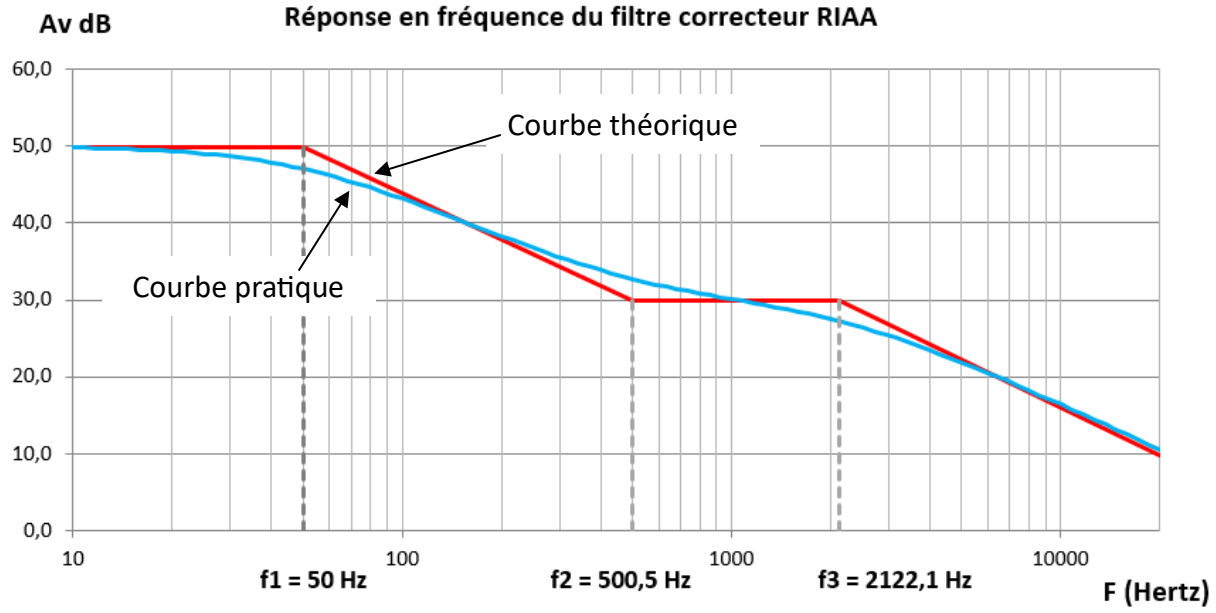


Figure 13-44 Réponse en fréquence amplifiée du correcteur *RIAA*.

Tous les préamplificateurs *RIAA* ont pour but de reproduire avec la plus grande fidélité possible la réponse pratique illustrée à la Figure 13-44. La précision et la qualité de la correction de cette courbe *RIAA* sont en grande partie ce qui déterminera le prix d'un préampli phono.

La Figure 13-45 montre un exemple de correcteur *RIAA* classique à un seul étage. La correction est effectuée à l'aide d'un amplificateur non-inverseur à contre-réaction négative sélective. Elle possède donc trois boucles de rétroaction, permettant de varier le gain du signal d'entrée en fonction de la plage de fréquences.

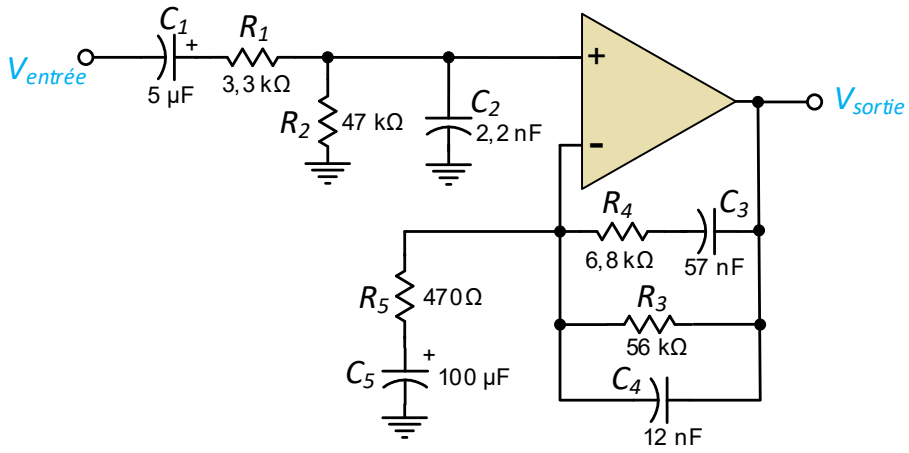


Figure 13-45 Correcteur *RIAA* mono.

Description du montage :

- C_1 bloque une éventuelle tension continue provenant de l'entrée et sert de filtre avec R_1 et R_2 pour éliminer les fréquences extra-basses issues de la table tournante (ronflements, chocs, …). Les bruits de ronflements doivent être particulièrement maîtrisés. Ce bruit est issu principalement du 120 Hz de l'alimentation redressée et de l'environnement du réseau électrique à 60 Hz.

- R_1 et C_2 éliminent les hautes fréquences indésirables au-dessus de 21 kHz.

- R_2 détermine $Z_{entrée}$. L'impédance normalisé requise est de 47 kΩ pour les cellules de lecture phono. $Z_{entrée}$ vaut environ 50 kΩ.

- R_3 et R_5 donnent le gain de +42 dB à basse fréquence,$20 \log((R_3/R_5)+ 1)$.

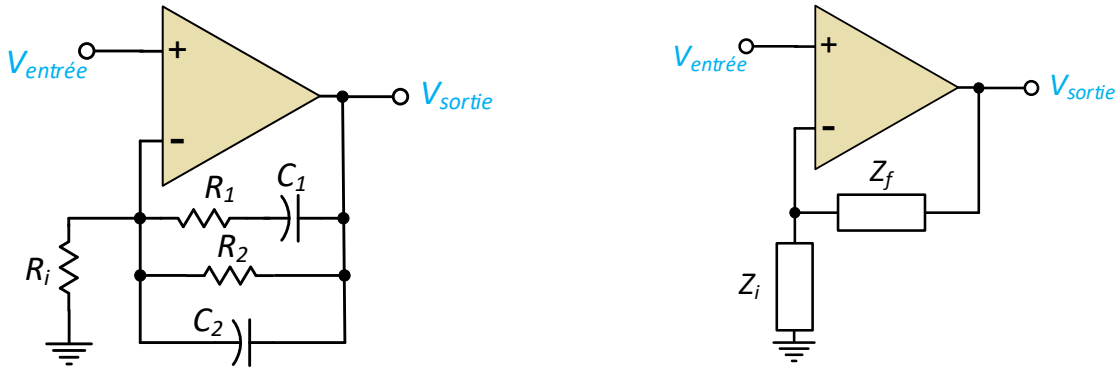
- C_3, lorsque sa réactance vaut R_3 (56 kΩ), on obtient la fréquence de coupure de 50 Hz.

- R_4 limite la baisse du gain à +22 dB.

- Quand la réactance capacitive X_{C4} est équivalente à celle de R_3 et R_4 en parallèle (56 kΩ ‖ 6,8 kΩ), on obtient la fréquence de coupure à 2,1 kHz.

Étude du correcteur RIAA

Étudions le circuit d'analyse pour le correcteur *RIAA* de la Figure 13-46a afin de démontrer l'équation du gain en tension. Pour ce faire, nous avons retiré les composants d'entrée ainsi que le condensateur C_5 pour nous concentrer sur l'analyse du gain sélectif de l'ampli-op.



a) Circuit d'analyse b) Circuit équivalent

Figure 13-46 Circuit d'analyse et équivalent du correcteur *RIAA*.

Le circuit d'analyse peut être représenté par le circuit équivalent de la Figure 13-46b. Le gain de l'amplificateur est donc,

$$A_V = \frac{\boldsymbol{Z}_f}{\boldsymbol{Z}_i} + 1$$

Équation 13-40

Analysons le circuit de la Figure 13-47 pour déterminer l'équation de l'impédance $\boldsymbol{Z}_f$.

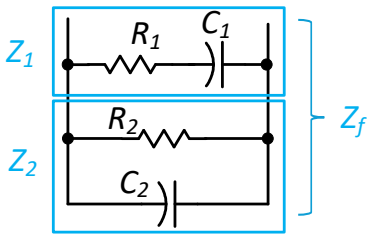


Figure 13-47 Circuit de l'impédance Z_f du correcteur RIAA.

L'impédance $\boldsymbol{Z}_1$ est :

$$\boldsymbol{Z}_1 = \left(\frac{1 + j\omega R_1 C_1}{j\omega C_1}\right)$$

Équation 13-41

L'impédance $\boldsymbol{Z_2}$ est :

$$\boxed{\boldsymbol{Z}_2 = \frac{R_2}{(1 + j\omega R_2 C_2)}}$$

Équation 13-42

Maintenant, l'impédance $\boldsymbol{Z_f}$

$$\boxed{\boldsymbol{Z}_f = \frac{R_2 \cdot (1 + j\omega R_1 C_1)}{(1 + j\omega R_1 C_1) \cdot (1 + j\omega R_2 C_2) + (j\omega R_2 C_1)}}$$

Équation 13-43
(Voir l'annexe H pour plus de détails)

Où nous pouvons définir deux fréquences importantes pour le correcteur :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad \text{et} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

Équation 13-44 **Équation 13-45**

L'impédance $\boldsymbol{Z_i}$ est :

$$\boxed{\boldsymbol{Z}_i = R_i}$$

Équation 13-46

Finalement, le gain de l'amplificateur est donné par,

$$\boxed{A_V = \frac{\boldsymbol{Z}_f}{R_i} + 1}$$

Équation 13-47

Rôle de C_5

L'amplificateur a un gain très élevé même aux basses fréquences, ce qui pose un problème avec la tension de décalage (« *offset* ») de l'amplificateur opérationnel, car celle-ci sera fortement amplifiée, surtout en courant continu. En effet, la tension de décalage de l'ampli-op, qui est une faible tension continue présente à son entrée, peut être amplifié de manière significative. Sans mesures correctives, cette amplification peut entraîner une tension de sortie indésirable pouvant varier entre 2,5 et 5V.

Pour remédier à ce problème, on insère le condensateur C_5 en série avec la résistance R_5, ce qui rend l'impédance Z_i très élevée aux basses fréquences, car l'impédance d'un condensateur tend théoriquement vers l'infini en courant continu. En conséquence, pour le courant continu, l'impédance totale augmente, ce qui réduit le gain à une valeur de 1. Cela signifie que le gain de l'amplificateur pour la composante continue de la tension d'entrée est minimisé, empêchant ainsi l'amplification de la tension de décalage de l'ampli-op.

La Figure 13-48 montre la réponse en fréquence pratique du correcteur *RIAA* classique à un seul étage de la Figure 13-45.

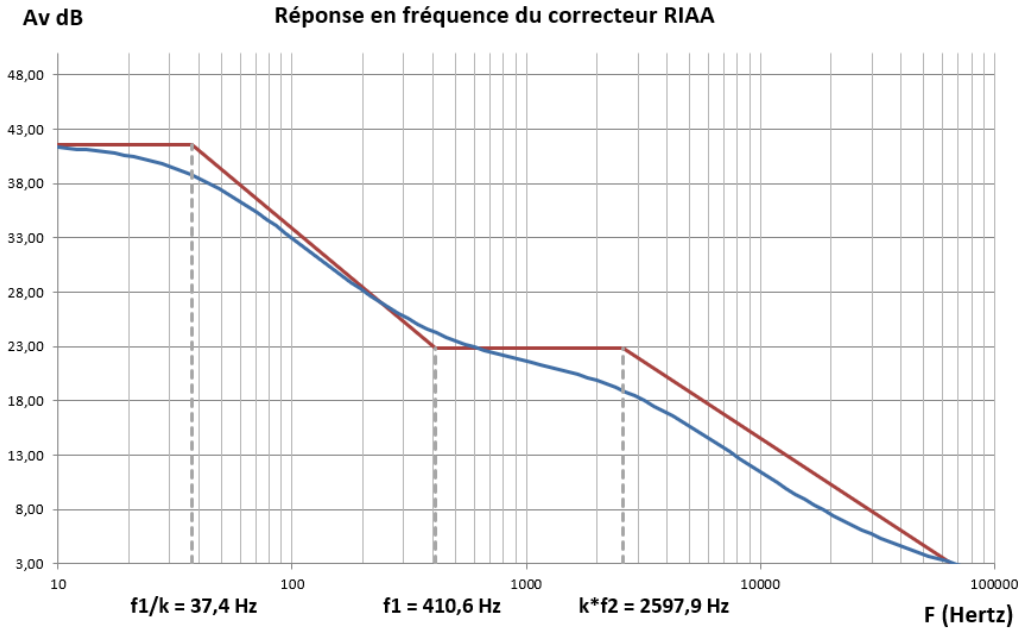


Figure 13-48 Réponse en fréquence pratique du correcteur RIAA classique à un seul étage de la Figure 13-45.

En conclusion, le correcteur *RIAA* est essentiel dans le processus de restitution audio des vinyles en compensant les irrégularités de leur enregistrement. Cette correction permet d'obtenir un son fidèle et équilibré, conforme aux normes de qualité audio. Sans cette correction, le son serait déséquilibré et manquant de clarté, avec des basses trop faibles et des aigus trop prononcés.

Pour les amplificateurs dépourvus d'entrée « *phono* » intégrée, de nombreuses sociétés proposent des correcteurs externes. Ces dispositifs, également appelés *préamplificateurs phono*, sont conçus pour être connectés entre la table tournante et l'amplificateur, fournissant ainsi la correction *RIAA* nécessaire pour une reproduction audio optimale. Cette solution permet aux amateurs de disques vinyles de profiter pleinement de leur collection, même avec des équipements audio modernes qui ne sont pas spécifiquement adaptés aux disques vinyles. Alternativement, il est possible d'utiliser des tables tournantes déjà équipées d'un préamplificateur phono avec correcteur *RIAA* intégré, qu'elles soient numériques ou analogiques. Cependant, en ce qui concerne les platines numériques avec convertisseur analogique-numérique (sortie USB), vous connaissez déjà mon avis à ce sujet !

13.4 Les égalisateurs graphiques « *Equalizer* »

Un égaliseur graphique permet d'ajuster la qualité sonore d'une musique ou d'un enregistrement parlé en augmentant ou réduisant certaines fréquences. Grâce à des curseurs qui modifient les décibels, ces égaliseurs sont faciles à utiliser et sont couramment intégrés dans les systèmes audio des voitures, les systèmes de cinéma maison et les studios d'enregistrement. C'est pourquoi, dans cette section, nous explorons en détail ce circuit et son fonctionnement, en expliquant comment il permet d'ajuster et d'améliorer la qualité du son. Nous examinerons les principes techniques derrière l'égalisation des fréquences, les composants spécifiques utilisés, ainsi qu'une méthode de conception.

13.4.1 Introduction

Un égaliseur graphique (« *Equalizer* » en anglais), plus communément connu sous l'acronyme *EQ* est un appareil ou un logiciel de traitement du son. Il permet de modifier la réponse en fréquence en augmentant ou diminuant non seulement les graves et les aiguës, mais aussi des bandes de fréquences intermédiaires.

Par exemple, si les aigus sont trop prononcés sur une piste, il suffit de diminuer le volume sur une ou deux des bandes de fréquences élevées pour les atténuer. De même, si les basses sont trop puissantes au point de faire vibrer les fenêtres, vous pouvez simplement abaisser le curseur correspondant à une des bandes de fréquences basses.

Ce type de traitement peut être utilisé lors de la prise de son, du mixage ou de la sonorisation. Il peut servir à contrôler un certain nombre d'octaves sur la courbe de réponse en fréquence d'un système audio afin de compenser certains défauts dus aux haut-parleurs, à la salle d'écoute ou au gout de l'utilisateur. Il peut être analogique ou numérique (ou informatique).

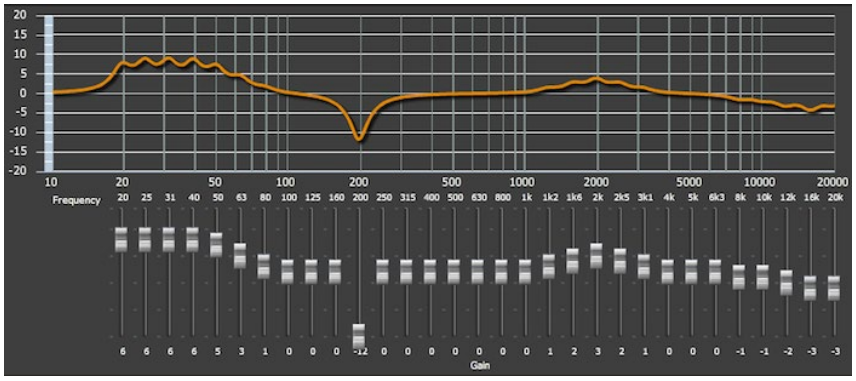


Figure 13-49 Exemple d'égalisateur graphique informatique à 31 bandes.

13.4.2 Construction

La plupart des égaliseurs graphiques segmentent le son en 3, 5, 10, 15 ou encore jusqu'à 31 bandes de fréquence [note 3], chacune contrôlée par un curseur physique ou virtuel ajustant le volume de cette bande spécifique. Il est important de noter que les oreilles humaines les plus sensibles sont capables de percevoir des sons allant d'environ 20 à 20 000 Hz.

L'égalisateur standard est réalisé avec des réseaux de filtres ayant une bande passante (*BP*) étroite dont les réponses en fréquence respectives sont ajustées avec des potentiomètres à glissière placés les l'uns à côté des autres pour produire un étalage graphique de la réponse en fréquence égalisée, d'où le nom d'*égaliseur graphique*.

Il existe plusieurs façons de réaliser un égaliseur graphique. On vous présente ici une façon très répandue. La structure supportant ce circuit est la même que celle du contrôle de tonalité à 2 voies (graves et aiguës) avec ampli-op à laquelle nous avons ajouté des cellules intermédiaires. La Figure 13-50 montre un exemple d'égalisateur graphique à 5 bandes (ou *cellules* ou *voies*).

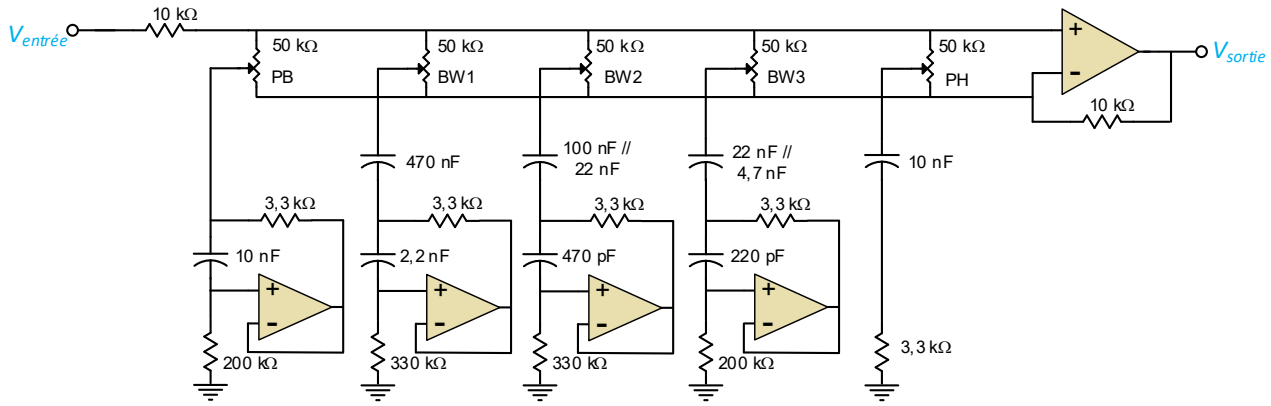


Figure 13-50 Circuit égalisateur graphique à 5 bandes.

La première et la dernière cellule sont identiques à celles du contrôle de tonalité à deux voies. C'est-à-dire que la première cellule est un filtre passe-bas et que la dernière est un filtre passe-haut. Chaque « *cellule ou bande* » intermédiaire est réalisé par un réseau résonant série *RLC*. On remarque ici que l'inductance et la résistance du circuit *RLC* ont été remplacées par un gyrateur. Nous présentons ci-après les formules pour ce type de cellule.

Nous verrons plus loin que certains égaliseurs graphiques n'utilisent que ces cellules intermédiaires de la première bande à la dernière. Nous n'avons pas encore étudié ce type de cellule en détail, alors nous en présenterons les spécificités et le fonctionnement dans les sections suivantes.

[3] Les égaliseurs à 3 bandes sont généralement classés dans la famille des contrôles de tonalité.

13.4.3 Réponse en fréquence

La réponse en fréquence d'un égaliseur graphique décrit comment l'appareil répond aux différentes fréquences audio. Chaque voie contrôle une bande de fréquences spécifique, permettant à l'utilisateur d'ajuster le volume de cette bande de manière indépendante. Par exemple, une voie peut être dédiée aux basses fréquences, une autre aux médiums et une autre aux aigus.

La réponse typique d'une cellule d'un égaliseur graphique est semblable à celle des filtres passe-bande et de rejet de bande, présentant une courbe en cloche pour l'augmentation du signal et une courbe en cuve (ou cloche inversée) pour l'atténuation du signal. En d'autres termes, lors de l'augmentation du signal, la cellule agit comme un filtre passe-bande, tandis que lors de l'atténuation du signal, elle se comporte comme un filtre de rejet de bande. La Figure 13-51 illustre la réponse en fréquence d'un circuit égaliseur graphique à 4 bandes. Habituellement, dans ce type de graphique, on représente l'amplitude maximale et minimale de chaque cellule.

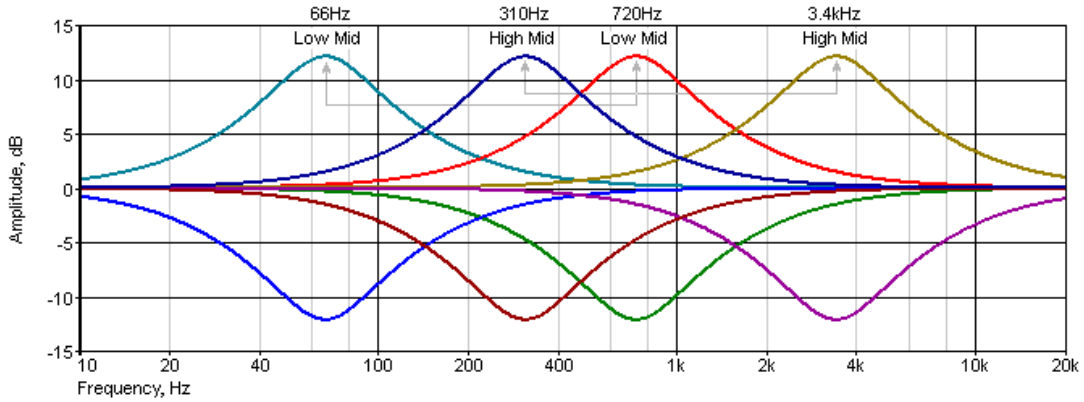


Figure 13-51 Réponse en fréquence d'un circuit égalisateur graphique à 4 bandes.
« Source : *Elliott Sound product* »

13.4.4 Cellule intermédiaire typique

Chaque « *cellule ou bande* » intermédiaire contient un réseau résonant série *RLC* où la bobine et la résistance sont simulées par un gyrateur de type série II (parfois de série I). La résistance interne de cette bobine simulée (R_{int}) détermine le gain ou l'atténuation du signal pour la bande de fréquence choisie de même que son facteur de qualité.

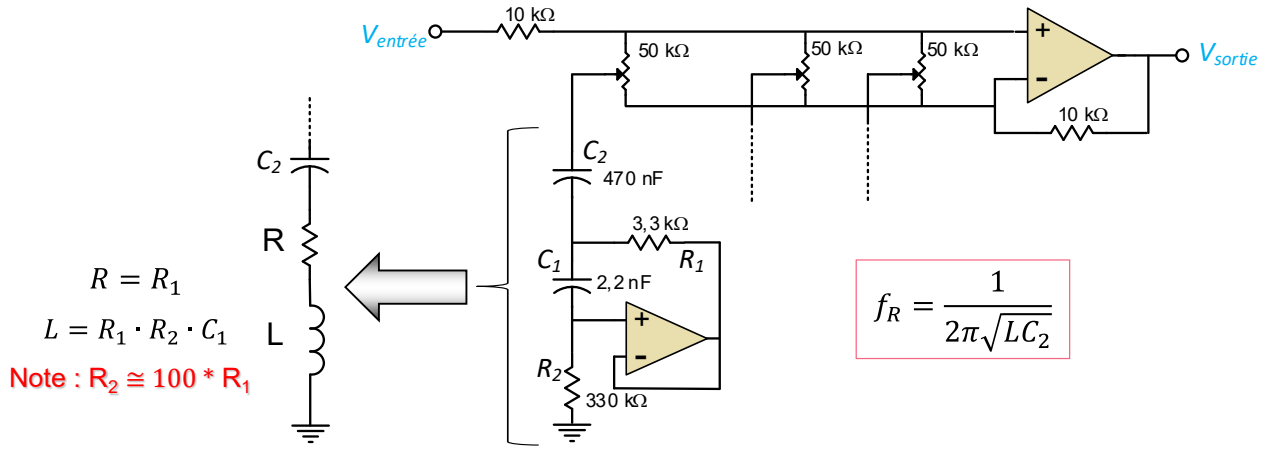


Figure 13-52 Cellule typique d'un égalisateur graphique.

Le circuit d'une cellule intermédiaire typique d'un égalisateur est présenté à la Figure 13-53. Le circuit résonant *RLC* est connectée au curseur du potentiomètre P_1.

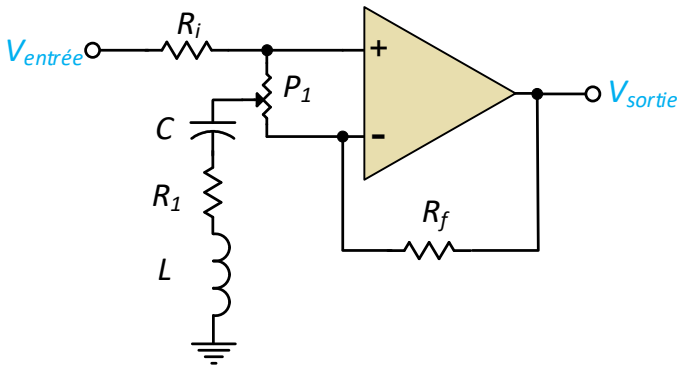


Figure 13-53 Circuit d'une cellule intermédiaire typique.

Réponse en fréquence

La réponse en fréquence d'une « *cellule ou bande* » d'un égaliseur est illustrée à la Figure 13-54. Selon la position du curseur, le circuit se comporte soit comme un filtre passe-bande ou soit comme un filtre rejet de bande.

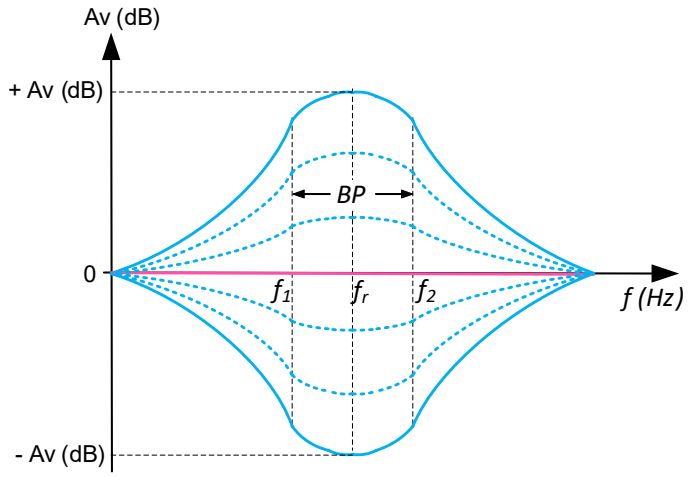


Figure 13-54 Réponse en fréquence d'une cellule typique d'un égalisateur graphique.

Pour calculer les fréquences f_R, f_1 et f_2, ainsi que la largeur de bande (*BP*), on utilise les équations des filtres passe-bande ou de rejet de bande, où :

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Équation 13-48

$$BP = f_2 - f_1 \quad \text{et} \quad Q = \frac{f_R}{BP} = \frac{X_L}{R_1}$$

Équation 13-49 **Équation 13-50**

Pour les fréquences de coupures, nous présentons deux nouvelles équations :

$$f_1 = \left(f_R\sqrt{1+\frac{1}{4Q^2}}\right) - \frac{BP}{2} \quad \text{et} \quad f_2 = \left(f_R\sqrt{1+\frac{1}{4Q^2}}\right) + \frac{BP}{2}$$

Équation 13-51 **Équation 13-52**

La fréquence de résonance peut également être calculé à l'aide de :

$$f_R = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$$

Équation 13-53

Gain en tension

Pour le calcul du gain en tension, nous généraliserons en considérant le circuit résonant comme purement résistif (égal à R_1), donc non influencé par la fréquence. Cette approche sera similaire à l'analyse de l'amplificateur à gain variable de la section 13.3.5. Nous avons donc les deux cas limites, soit les deux positions extrêmes du curseur du potentiomètre.

Gain maximum ou Augmentation : (curseur de P_1 en bas)

Le gain maximum est alors :

$$\mathrm{A_{Vmax}} = \left(\frac{\mathrm{R}_f}{\mathrm{R}_1} + 1\right)$$

Équation 13-54

En dB,

$$A_{Vmax(dB)} = 20Log\left(\frac{\mathrm{R}_f}{\mathrm{R}_1} + 1\right)$$

Équation 13-55

Gain minimum ou Atténuation : (curseur de P_1 en haut)

Le gain minimum est alors seulement l'équation du diviseur de tension formé par R_i et R_1 :

$$A_{Vmin} = \left(\frac{R_1}{R_i + R_1}\right)$$

Équation 13-56

En dB,

$$A_{Vmin(dB)} = 20Log\left(\frac{R_1}{R_i + R_1}\right)$$

Équation 13-57

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Exemple 13.10

Examinez la figue suivante :

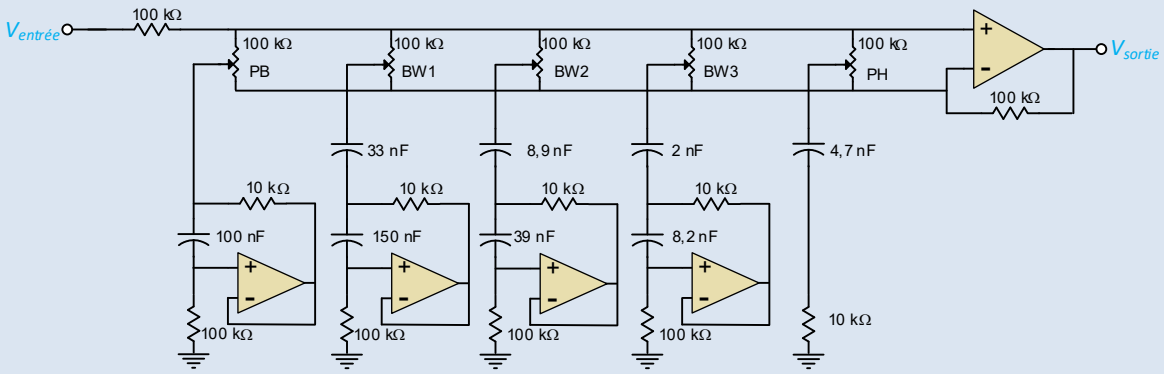


Figure 13-55 Égalisateur graphique à 5 bandes.

a) Quelle est la fréquence de coupure de la cellule PB ?

b) Quelles sont la fréquence de résonnance, f_1 et f_2 pour les cellules BW1, BW2 et BW3 ?

c) Quelle est la fréquence de coupure de la cellule PH ?

d) Quel est le gain maximum et minimum de ce circuit ?

Solution :

a) D'abord, évaluons la valeur de la bobine et de la résistance équivalentes du gyrateur.

$$R = 10\ k\Omega$$

$$L = 10\ k\Omega \cdot 100\ k\Omega \cdot 100\ nF = 100\ H$$

$$f_{c(PB)} = \frac{R}{2\pi L} = \frac{10\ k\Omega}{2\pi \cdot 100\ H} = 15{,}92\ Hz$$

b) BW1

$$L = 10\ k\Omega \cdot 100\ k\Omega \cdot 150\ nF = 150\ H$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{150\ H \cdot 33\ nF}} = 71{,}53\ Hz$$

$$BP = \frac{R}{2\pi L} = \frac{10\ k\Omega}{2\pi \cdot 150\ H} = 10{,}61\ Hz$$

$$Q_S = \frac{f_r}{BP} = \frac{71{,}53\ Hz}{10{,}61\ Hz} = 6{,}742$$

$$f_1 = f_r \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot Q^2)} - {}^{BP}/_2$$

$$= 71{,}53\ Hz \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot 6{,}742^2)} - {}^{10{,}61\ Hz}/_2 = 66{,}43\ Hz$$

$$f_2 = f_r \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot Q^2)} + {}^{BP}/_2$$

$$= 71{,}53\ Hz \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot 6{,}742^2)} + {}^{10{,}61\ Hz}/_2 = 77{,}04\ Hz$$

BW2

$$L = 10\ k\Omega \cdot 100\ k\Omega \cdot 39\ nF = 39\ H$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{39\ H \cdot 8{,}2\ nF}} = 281{,}44\ Hz$$

$$BP = \frac{R}{2\pi L} = \frac{10\ k\Omega}{2\pi \cdot 39\ H} = 40{,}81\ Hz$$

$$Q_S = \frac{f_r}{BP} = \frac{281{,}44\ Hz}{40{,}81\ Hz} = 6{,}896$$

$$f_1 = f_r \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot Q^2)} - {}^{BP}/_2$$

$$= 281{,}44\ Hz \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot 6{,}896^2)} - {}^{40{,}81\ Hz}/_2 = 261{,}77\ Hz$$

$$f_2 = f_r \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot Q^2)} + {}^{BP}/_2$$

$$= 281{,}44\ Hz \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot 6{,}896^2)} + {}^{40{,}81\ Hz}/_2 = 302{,}58\ Hz$$

BW3

$$L = 10\ k\Omega \cdot 100\ k\Omega \cdot 8{,}2\ nF = 8{,}2\ H$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{8{,}2\ H \cdot 2\ nF}} = 1{,}24\ kHz$$

$$BP = \frac{R}{2\pi L} = \frac{10\ k\Omega}{2\pi \cdot 8{,}2\ H} = 194{,}09\ Hz$$

$$Q_S = \frac{f_r}{BP} = \frac{1{,}24\ kHz}{194{,}09\ Hz} = 6{,}403$$

$$f_1 = f_r \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot Q^2)} - {}^{BP}/_2$$

$$= 1{,}24\ kHz \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot 6{,}403^2)} - {}^{194{,}09\ Hz}/_2 = 1{,}15\ kHz$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$$f_2 = f_r \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot Q^2)} + {}^{BP}/_2$$

$$= 1{,}24\ kHz \cdot \sqrt{(1 + 1/4 \cdot 6{,}403^2)} + {}^{194{,}09\ Hz}/_2 = 1{,}34\ kHz$$

c) $f_{c(PH)} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 10\ k\Omega \cdot 4{,}7\ \text{nF}} = 3{,}39\ kHz$

d)

Augmentation : (curseurs des potentiomètres en bas)

$$A_{Vmax} = \left(\frac{100\ k\Omega}{10\ k\Omega} + 1\right) = 11$$

$$A_{V(dB)} = 20 \cdot Log(11) = +20{,}828\ dB$$

Atténuation : (curseurs des potentiomètres en haut)

$$A_{Vmin} = \left(\frac{10\ k\Omega}{100\ k\Omega + 10\ k\Omega}\right) = 0{,}909$$

$$A_{V(dB)} = 20 \cdot Log(0{,}248) = -20{,}828\ dB$$

13.4.5 Analyse de la cellule typique

Le circuit d'une cellule intermédiaire typique d'un égalisateur est présenté à la Figure 13-56. Le circuit résonant RLC est remplacé par l'impédance complexe $\boldsymbol{Z}$ connectée au curseur du potentiomètre.

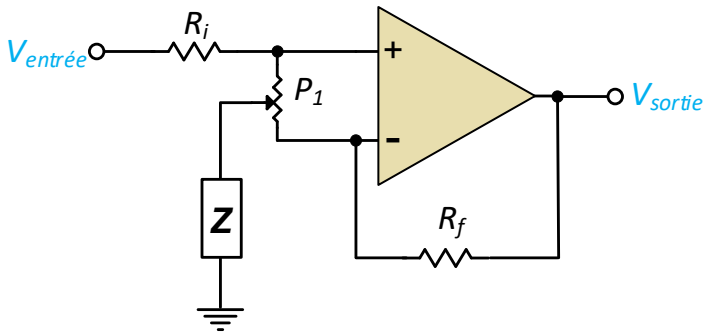


Figure 13-56 Circuit d'une cellule intermédiaire typique.

Analyse du circuit : Calcul du gain en tension

Pour élaborer l'équation du gain en tension pour toutes les positions du curseur du potentiomètre, nous allons diviser celui-ci en deux parties, R_A et R_B, qui ne sont pas nécessairement égales. Ensuite, nous examinerons les différents scénarios pour des valeurs variables de R_A et R_B. À tout moment, la somme de R_A et de R_B est égale à la valeur nominale du potentiomètre. La Figure 13-57 présente les courants et les tensions nécessaires pour effectuer le calcul du gain en tension du circuit d'une cellule intermédiaire typique avec le potentiomètre divisé.

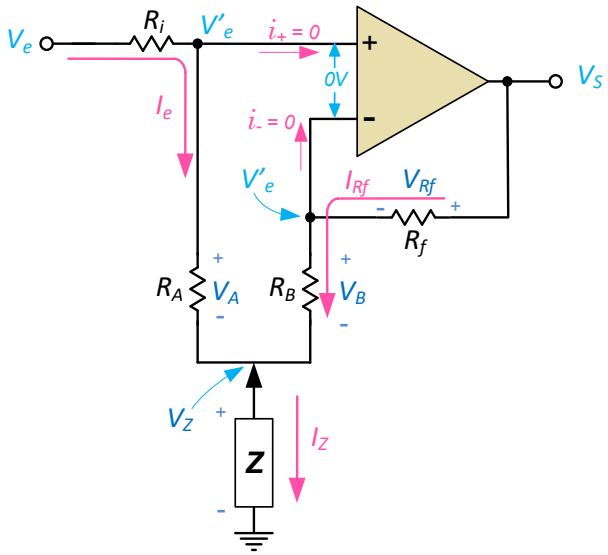


Figure 13-57 Circuit d'analyse de la cellule intermédiaire typique.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Dans ce montage, la tension différentielle (V_{erreur}) de l'ampli-op est nulle (règle I). On sait que $V_{erreur} = V_{(+)} - V_{(-)}$. Étant donné que $V_{(+)} = V'_e$, par conséquent, $V_{(-)} = V'_e$.

De plus, la tension aux bornes de la résistance R_A (V_A) est égale à

$$V_A = V'_e - V_Z$$

Équation 13-58

De même que la tension aux bornes de la résistance R_B (V_B) est égale à

$$V_B = V'_e - V_Z$$

Équation 13-59

On constate que,

$$V_A = V_B$$

Équation 13-60

Le courant qui circule dans R_B est,

$$i_{RB} = i_{Rf}$$

Équation 13-61

Par la loi d'Ohm, nous obtenons,

$$i_{RB} = i_{Rf} = \frac{V_B}{R_B} = \frac{V_A}{R_B} = \frac{i_e \cdot R_A}{R_B}$$

Équation 13-62

Selon la loi de Kirchhoff en courant,

$$i_Z = i_e + i_{Rf}$$

Équation 13-63

Par substitution,

$$\boxed{i_Z = i_e + i_e \frac{R_A}{R_B} = i_e \cdot \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right)}$$

Équation 13-64

La tension aux bornes de la résistance R_f (V_{Rf}) est égale à

$$V_{Rf} = V'_e - V_S$$

Équation 13-65

Par la loi d'Ohm, nous obtenons,

$$i_{Rf} \cdot R_f = V'_e - V_S$$

Équation 13-66

En substituant, l'Équation 13-62 (I_{Rf}) dans l'Équation 13-66, nous avons,

$$\frac{i_e \cdot R_A}{R_B} \cdot R_f = V'_e - V_S$$

Équation 13-67

Par conséquent,

$$\boxed{i_e = \frac{R_A}{R_B}\left(\frac{V'_e - V_S}{R_f}\right)}$$

Équation 13-68

Selon la loi de Kirchhoff en tension,

$$V'_e = V_Z + V_{RA}$$

Équation 13-69

Développons par la loi d'Ohm,

$$V'_e = i_Z \cdot Z + i_e \cdot R_A$$

Équation 13-70

Par substitution,

$$V'_e = i_e \cdot \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \cdot Z + i_e \cdot R_A$$

Équation 13-71

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Donc,

$$V'_e = i_e \cdot \left[\left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \cdot Z + R_A\right]$$

Équation 13-72

Par définition une impédance est le quotient d'une tension par un courant. Prenons l'Équation 13-72 et posons une impédance d'entrée du montage,

$$Z_e = \frac{V'_e}{i_e} = \left[\left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \cdot Z + R_A\right]$$

Équation 13-73

Trouvons une fonction en R_B/R_A,

$$\boxed{Z_e = R_A + Z \cdot \left(\frac{1 + R_B/R_A}{R_B/R_A}\right)}$$

Équation 13-74

Reprenons l'Équation 13-72 en substituant l'Équation 13-68 de (i_e),

$$V'_e = \frac{R_A}{R_B}\left(\frac{V'_e - V_S}{R_f}\right) \cdot \left[\left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \cdot Z + R_A\right]$$

Équation 13-75

Développons,

$$\frac{V_S}{V'_e} = 1 + \frac{R_f}{R_B + Z \cdot (1 + R_B/R_A)}$$

Équation 13-76

Pour la suite, posons,

$$B = 1 + \frac{R_f}{R_B + Z \cdot (1 + R_B/R_A)}$$

Équation 13-77

Alors,

$$V_S = B \cdot V'_e$$

Équation 13-78

Par la loi d'Ohm,

$$\boxed{V_S = B \cdot (i_e Z_e)}$$

Équation 13-79

Selon la loi de Kirchhoff en tension,

$$V_e = V_{Ri} + V'_e$$

Équation 13-80

Par la loi d'Ohm,

$$\boxed{V_e = i_e R_i + i_e Z_e = i_e \cdot (R_i + Z_e)}$$

Équation 13-81

Par définition, le gain est le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée, par conséquent,

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{B \cdot (i_e Z_e)}{i_e \cdot (R_i + Z_e)} = \frac{B \cdot Z_e}{(R_i + Z_e)}$$

Équation 13-82

Où

$$B = 1 + \frac{R_f}{R_B + \bar{Z} \cdot (1 + R_B/R_A)} \quad \text{et} \quad Z_e = R_A + \bar{Z} \cdot \left(\frac{1 + R_B/R_A}{R_B/R_A}\right)$$

Finalement, le gain en tension selon la position du curseur du circuit de la cellule intermédiaire typique est donné par l'équation suivante :

$$\boxed{A_V = \frac{V_s}{V_e} = \left[1 + \frac{R_f}{R_B + \bar{Z} \cdot (1 + R_B/R_A)}\right] \left[\frac{R_A + \bar{Z} \cdot \left(\frac{1 + R_B/R_A}{R_B/R_A}\right)}{\left(R_i + R_A + \bar{Z} \cdot \left(\frac{1 + R_B/R_A}{R_B/R_A}\right)\right)}\right]}$$

Équation 13-83

Évaluation de l'Équation 13-83

Prenons un exemple afin d'évaluer cette équation en utilisant le circuit illustré à la Figure 13-58. Nous procéderons en deux étapes : d'abord qualitativement, puis quantitativement, pour les trois positions du curseur montrées dans la Figure 13-58.

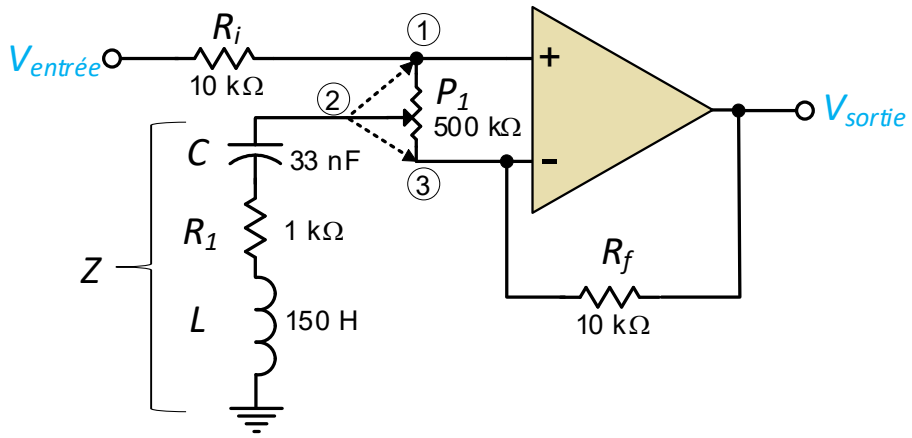


Figure 13-58 Circuit d'une cellule intermédiaire typique.

Étude qualitative

Position ① : $R_A = 0$,et $R_B = P_1$

Pour ces conditions, $R_A/R_B \rightarrow \infty$, donc l'Équation 13-83 devient :

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{Z}{R_i + Z}$$

Position ② : $R_A = R_B = P_1/2$

Pour ces conditions, $R_A/R_B = 1$, donc l'Équation 13-83 devient :

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\left(R_f + \frac{P_1}{2} + 2 \cdot Z\right)}{\left(R_i + + \frac{P_1}{2} + 2 \cdot Z\right)} = 1 \quad si\ R_f = R_i$$

Position③ : $R_A = P_1$,et $R_B = 0$

Pour ces conditions, $R_A/R_B = 0$, donc l'Équation 13-83 devient :

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_f}{Z} + 1$$

Étude quantitative

Pour l'étude, $R_i = R_f = 10$ kΩ, $P_1 = 500$ kΩ et $R_1 = 1$ kΩ. Rappelons que pour un circuit RLC, l'impédance totale du circuit est :

$$Z_T = \sqrt{(R^2 + (X_L - X_C)^2)}$$

Équation 13-84 Module de l'impédance complexe

Résultats sous forme de tableau.

	Basse fréquence	Fréquence de résonance	Haute fréquence
Position	$f \to 0, X_C \to \infty \therefore Z \to \infty$	$Z = R_1 = 1$ kΩ	$f \to 0, X_L \to \infty \therefore Z \to \infty$
①	$A_V = \frac{\infty}{10\ k\Omega + \infty} = 1$ (0 dB)	$A_V = \frac{1\ k\Omega}{10\ k\Omega + 1\ k\Omega} = 0{,}09$ (-20,8 dB)	$A_V = \frac{\infty}{10\ k\Omega + \infty} = 1$ (0 dB)
②	$A_V = 1$ (0 dB)	$A_V = 1$ (0 dB)	$A_V = 1$ (0 dB)
③	$A_V = \frac{10\ k\Omega}{\infty} + 1 = 1$ (0 dB)	$A_V = \frac{10\ k\Omega}{1\ k\Omega} + 1 = 11$ (20,8 dB)	$A_V = \frac{10\ k\Omega}{\infty} + 1 = 1$ (0 dB)

Le résultat graphique de la réponse en fréquence est illustré à la Figure 13-59.

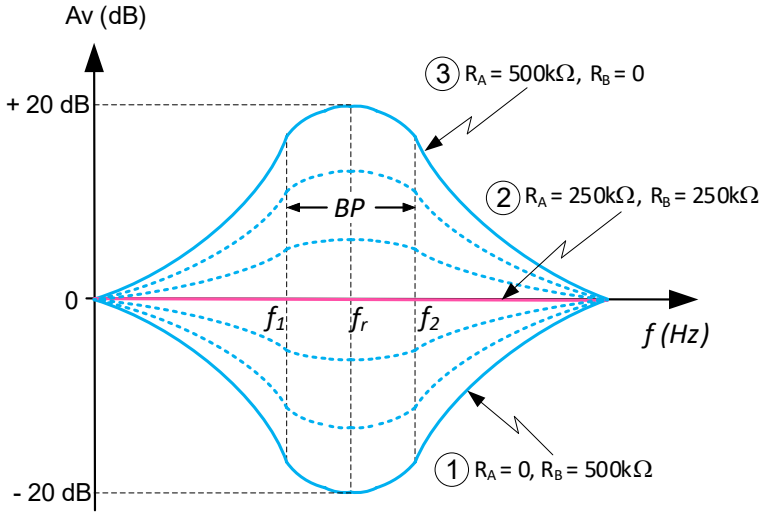


Figure 13-59 Réponse en fréquence d'une cellule typique d'un égalisateur graphique.

13.4.6 Égalisateur graphique avec cellules RLC

Une autre façon de réaliser un égalisateur graphique est d'utiliser uniquement des cellules *RLC* identiques aux cellules intermédiaires. La Figure 13-60 illustre un égalisateur graphique à 5 bandes qui utilise 5 filtres actifs identiques en forme, avec pour seule différence la fréquence centrale de chacun. La fréquence centrale de chaque cellule est déterminée par les composants qui les composent.

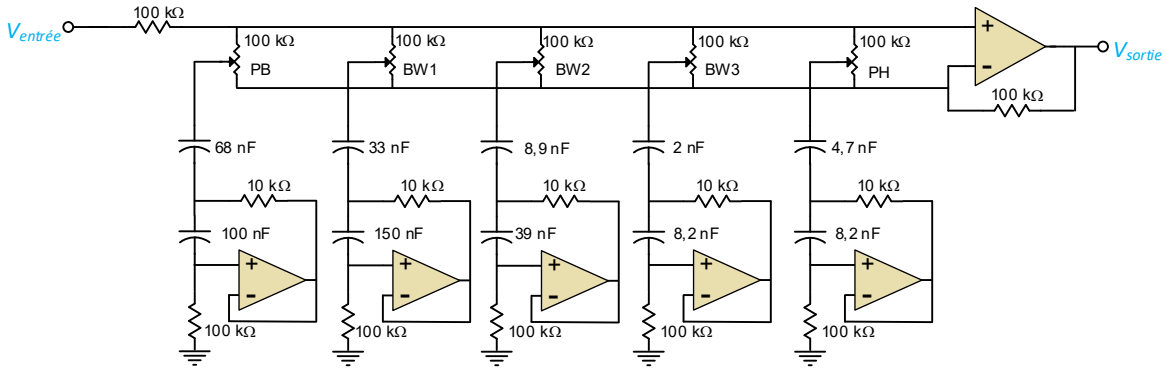


Figure 13-60 Égalisateur graphique à 5 bandes.

13.4.7 Conception d'un égalisateur graphique

Si nous voulons réaliser soi-même un égaliseur graphique, il faut être en mesure de déterminer la fréquence de résonance et la largeur de la bande passante de chaque cellule. La Figure 13-61 représente la réponse en fréquence d'un égalisateur à « *n* » bandes.

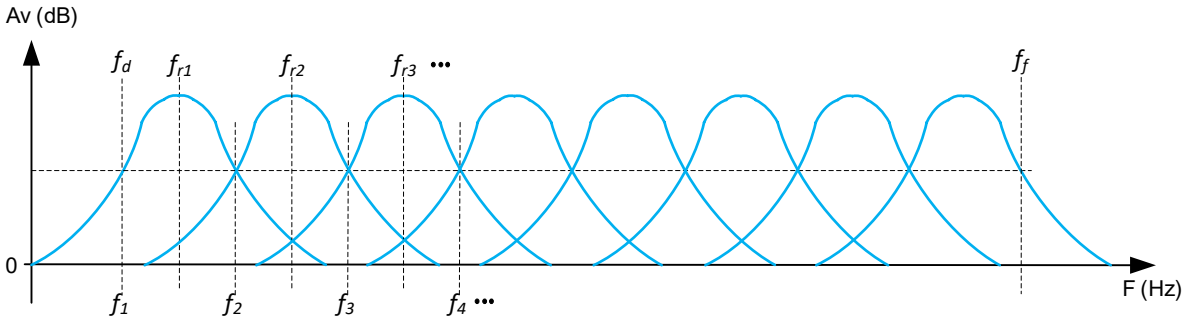


Figure 13-61 Réponse en fréquence d'un égalisateur graphique à « *n* » bandes.

Voici une méthode pour déterminer ces paramètres. Soit :

f_d : fréquence de début
f_f : fréquence de fin
n : nombre de cellules
X : rapport f_2/f_1 ou fr_1/fr_2, etc.

Voici les formules :

$$f_f = f_d \cdot X^n$$

Équation 13-85

$$X = \sqrt[n]{f_f/f_d} \quad ou \quad \left(f_f/f_d\right)^{1/n}$$

Équation 13-86

$$f_2 = X \cdot f_1$$

Équation 13-87

$$f_r = \sqrt{f_1 f_2}$$

Équation 13-88

$$Q = \frac{f_r}{BP} = \frac{\sqrt{f_1 f_2}}{f_2 - f_1} = \frac{\sqrt{X}}{(X-1)}$$

Équation 13-89

Exemple 13.11

On veut concevoir un égaliseur graphique à 5 bandes couvrant une plage de fréquences s'étendant de 20 Hz à 15 kHz.

a) Calculez le facteur de multiplication f_2/f_1 (X).
b) Quel est le facteur de qualité de chaque bande?
c) Trouvez les fréquences f_1, f_2 et f_o de chaque bande.

Solution :

a) $n = 5$

$$X = \sqrt[n]{f_f/f_d} = \sqrt[5]{15\ kHz/20\ Hz} = 3{,}758$$

b) $Q = \frac{\sqrt{X}}{(X-1)} = \frac{\sqrt{3{,}758}}{(3{,}758-1)} = 0{,}703$

c) Bande #1

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

$f_1 = f_d = 20\ Hz$

$f_2 = f_1 \cdot X = 20\ Hz \cdot 3{,}758 = 75{,}17\ Hz$

$f_r = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{20\ Hz \cdot 75{,}17\ Hz} = 38{,}77\ Hz$

Bande #2

$f_1 = f_{2(préc.)} = 75{,}17\ Hz$

$f_2 = f_1 \cdot X = 75{,}17\ Hz \cdot 3{,}758 = 282{,}52\ Hz$

$f_r = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{75{,}17\ Hz \cdot 282{,}52\ Hz} = 145{,}73\ Hz$

Bande #3

$f_1 = f_{2(préc.)} = 282{,}52\ Hz$

$f_2 = f_1 \cdot X = 282{,}52\ Hz \cdot 3{,}758 = 1{,}06\ kHz$

$f_r = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{282{,}52\ Hz \cdot 1{,}06\ kHz} = 547{,}72\ Hz$

Bande #4

$f_1 = f_{2(préc.)} = 1{,}06\ kHz$

$f_2 = f_1 \cdot X = 1{,}06\ kHz \cdot 3{,}758 = 3{,}99\ kHz$

$f_r = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{1{,}06\ kHz \cdot 3{,}99\ kHz} = 2{,}06\ kHz$

Bande #5

$f_1 = f_{2(préc.)} = 3{,}99\ kHz$

$f_2 = f_1 \cdot X = 3{,}99\ kHz \cdot 3{,}758 = 15\ kHz$

$f_r = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{3{,}99\ kHz \cdot 15\ kHz} = 7{,}74\ kHz$

13.5 Conclusion

Encore une fois, nous avons exploré d'autres applications des amplificateurs opérationnels, en particulier dans les circuits dédiés à l'amplification des signaux audio. Cela comprend les préamplificateurs et les égaliseurs graphiques, souvent conçus à l'aide d'amplificateurs opérationnels. Nous avons étudié en détail plusieurs aspects techniques et pratiques, notamment :

- **Convertisseurs d'impédance** : Nous avons étudié les gyrateurs et les multiplicateurs de capacité, en mettant particulièrement l'accent sur l'utilisation des gyrateurs pour les contrôles de tonalité.

- **Préamplificateurs** : Nous avons analysé les circuits de contrôle de tonalité à 2 et 3 voies ainsi que les correcteurs RIAA, indispensables pour une reproduction précise des signaux audio analogiques provenant des tables tournantes.

- **Égalisateurs graphiques** : Nous avons étudié les égaliseurs à 3, 5 et 10 bandes, en mettant l'accent sur l'analyse de la cellule intermédiaire. De plus, nous avons exploré une méthode de conception pour les égalisateurs ainsi que les considérations techniques nécessaires pour leur mise en œuvre efficace.

C'est bien d'avoir étudié différents circuits, mais l'analyse ou l'approche est aussi sinon plus importante que de connaître le fonctionnement des circuits. À cet égard, tout au long de ce chapitre, nous avons accompagné nos analyses de démonstrations mathématiques rigoureuses pour clarifier les principes sous-jacents de ces circuits. Non seulement ces explications mathématiques nous ont permis de mieux comprendre le fonctionnement des circuits à amplificateurs opérationnels, mais elles font suite à l'approche analytique utilisée précédemment pour étudier les circuits à amplificateurs opérationnels.

Elles soulignent l'importance cruciale d'une méthode rigoureuse dans l'analyse des circuits en génie, garantissant ainsi la précision des calculs et la robustesse des solutions techniques. Cette approche méthodique est particulièrement précieuse pour les étudiants en ingénierie, les aidant à perfectionner leurs compétences dans l'analyse détaillée des circuits et à développer des solutions innovantes pour les applications futures.

En conclusion, l'utilisation des amplificateurs opérationnels dans les circuits d'amplification audio montre leur polyvalence et leur efficacité. Que ce soit pour le contrôle précis de l'impédance, l'optimisation de la tonalité ou l'égalisation fine des fréquences audio, les amplificateurs opérationnels se révèlent être des composants essentiels.

13.6 Exercices de révision

13.6.1 Exercices – Les convertisseurs d'impédance

Question 13.1 Trouvez les valeurs de *R* et *L* du circuit de la Figure 13-63.

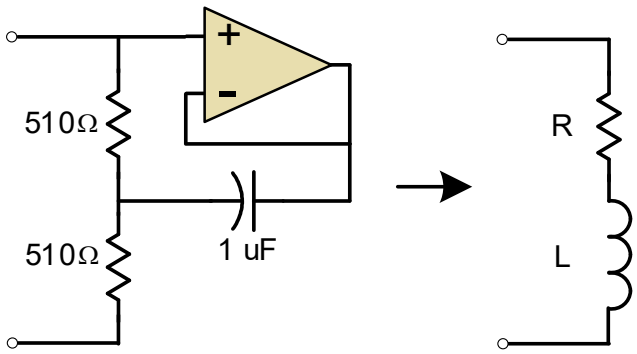


Figure 13-62

Question 13.2 Calculez *R*, R_1, R_2 et *C* pour le circuit de la Figure 13-63.

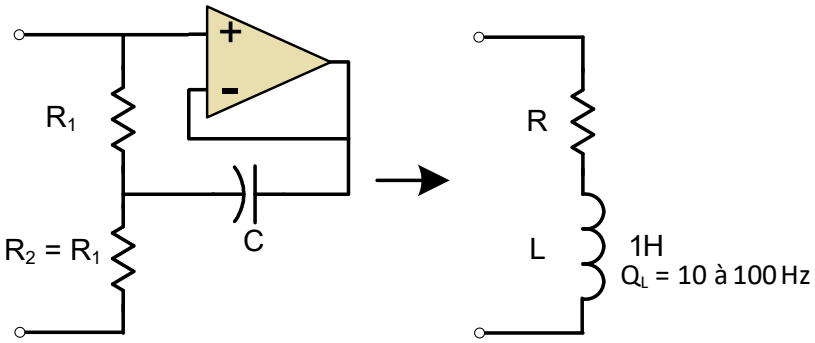


Figure 13-63

Question 13.3 Trouvez les valeurs de *R* et *L* du circuit de la Figure 13-64.

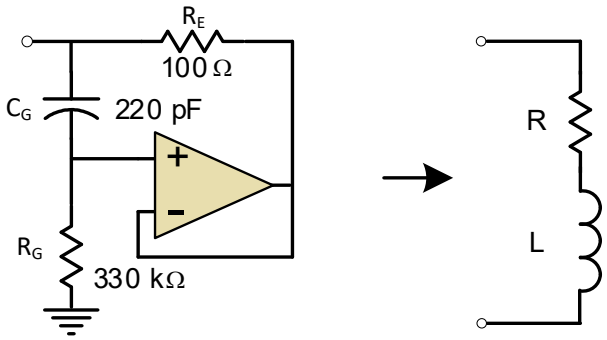


Figure 13-64

Question 13.4 Calculez *R*, R_1 et C_G pour le circuit de la Figure 13-65.

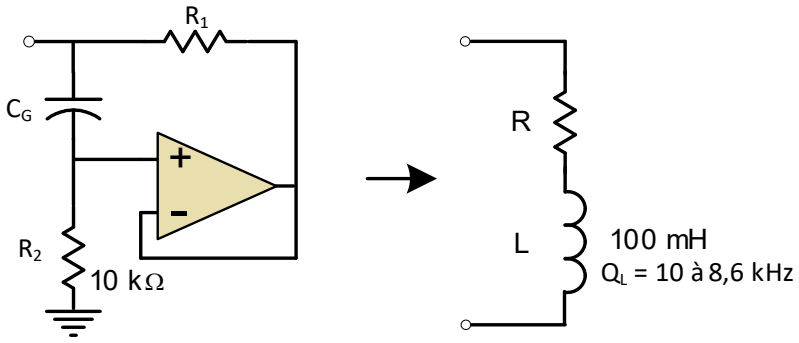


Figure 13-65

Question 13.5 Calculez *R* et *C'* du circuit de la Figure 13-66.

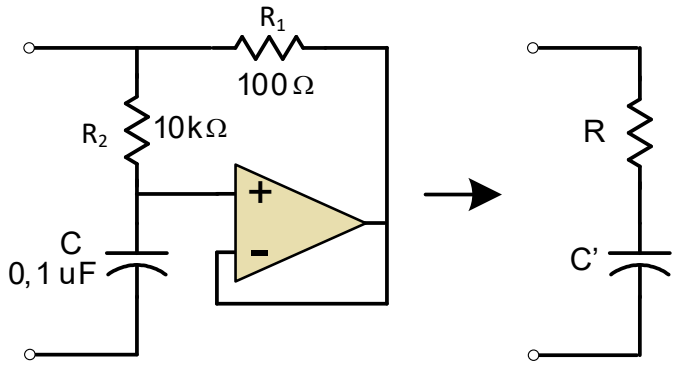


Figure 13-66

13.6.2 Exercices – Les contrôles de tonalité

Question 13.6 Quel est, en décibels, le gain maximum et minimum du circuit de la Figure 13-67.

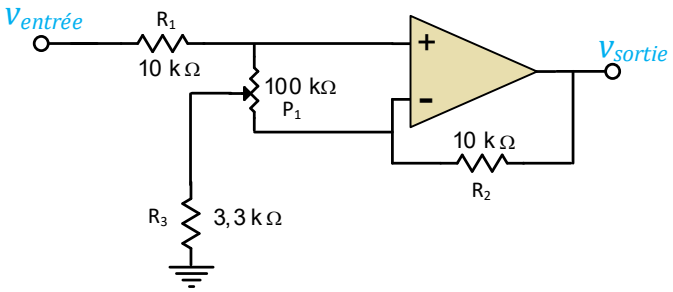


Figure 13-67

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 13.7 Examinez le circuit de la Figure 13-68.

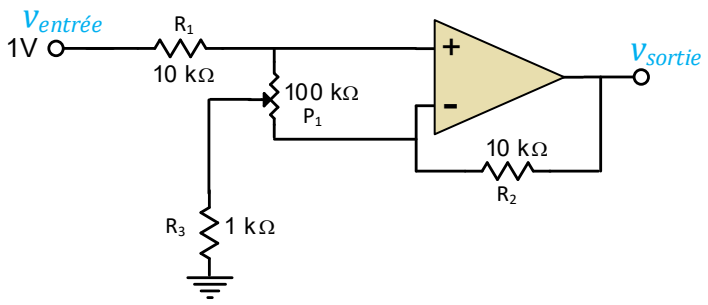


Figure 13-68

a) Que vaut V_{sortie}, si le curseur de P_1 est en haut ?
b) Que vaut V_{sortie}, si le curseur de P_1 est en bas ?

Question 13.8 Tracez la courbe de réponse en fréquence du contrôle de tonalité suivant.

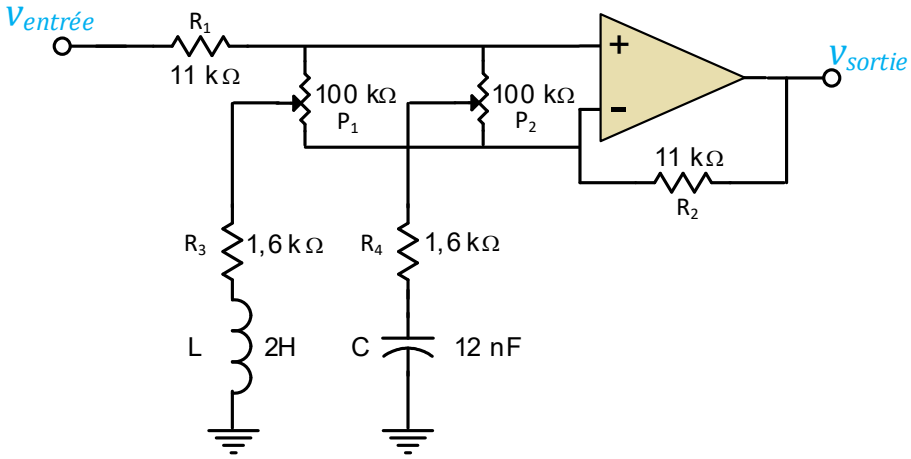


Figure 13-69

Question 13.9 Calculez la valeur de *L* et de *C* pour obtenir la courbe de réponse en fréquence montrée à la Figure 13-70.

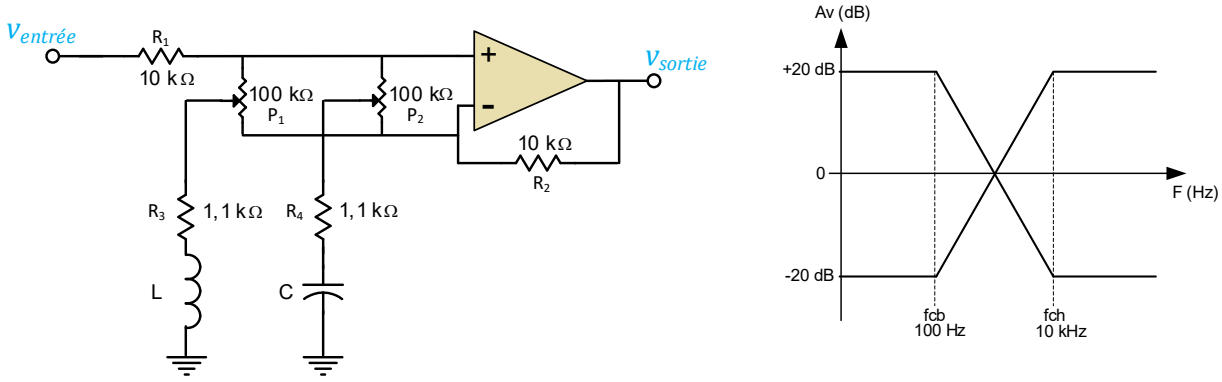


Figure 13-70

Question 13.10 Examinez le circuit de contrôle de tonalité suivant.

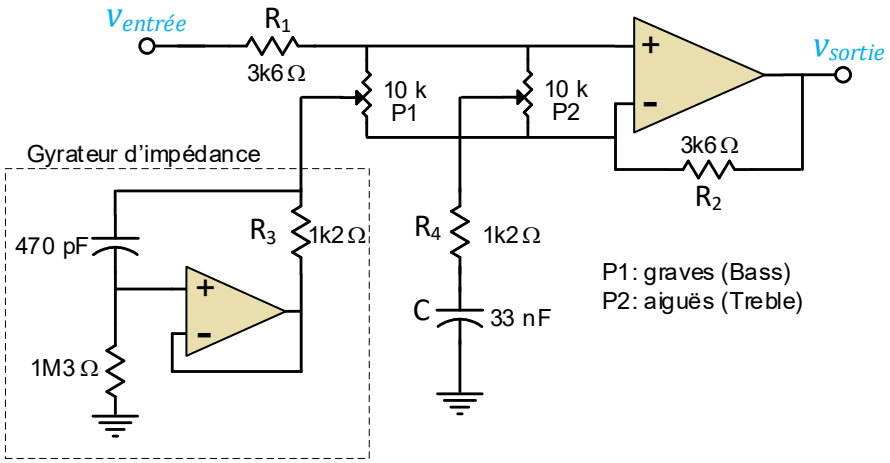


Figure 13-71

a) Que valent, en décibels, le gain minimum et maximum de ce contrôle de tonalité ?
b) Quelle valeur de résistance et de bobine en série représente le gyrateur d'impédance ?
c) Que vaut f_{cb} ?
d) Que vaut f_{ch} ?

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 13.11 Examinez la figure suivante.

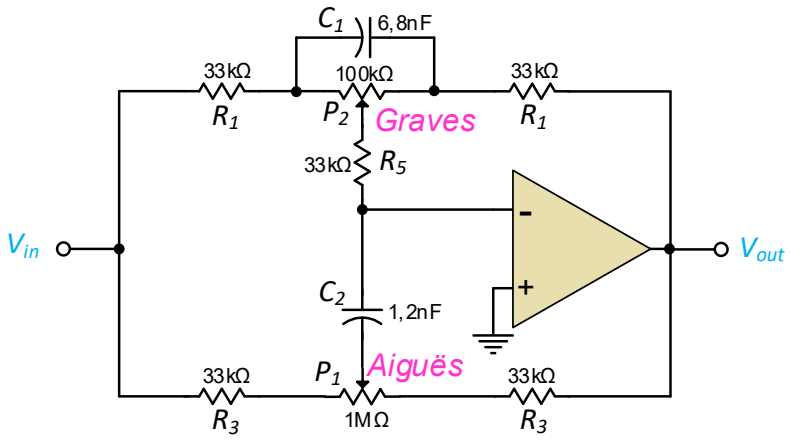


Figure 13-72

a) Quel est le gain du circuit amplificateur aux fréquences graves lorsque le curseur de P_2 est à gauche ?

b) Quel est le gain du circuit amplificateur aux fréquences graves lorsque le curseur de P_2 est à droite ?

c) Quel est le gain du circuit amplificateur aux fréquences aiguës lorsque le curseur de P_1 est à gauche ?

d) Quel est le gain du circuit amplificateur aux fréquences aiguës lorsque le curseur de P_1 est à droite ?

13.6.3 Exercices – Les égalisateurs graphiques

Question 13.12 Analysez le circuit suivant et répondez aux questions suivantes :

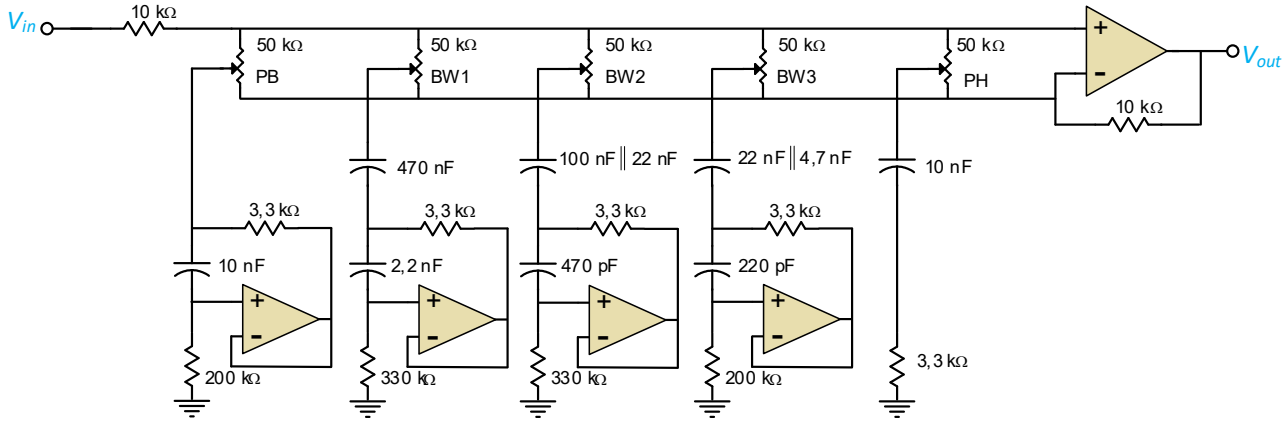


Figure 13-73

a) Quelle est la fréquence de coupure de la cellule PB?
b) Quelles sont la fréquence de résonnance, f_1 et f_2 pour les cellules BW1, BW2 et BW3?
c) Quelle la fréquence de coupure de la cellule PH?
d) Quel est le gain maximum et minimum de ce circuit?

Question 13.13 On désire réaliser un égaliseur graphique à dix bandes couvrant la plage de fréquences allant de 20 Hz à 20,48 kHz. Calculez la fréquence de résonance, le facteur de qualité et les fréquences f_1 et f_2 pour chacune des cellules.

Question 13.14 Quel est le gain maximum en décibel de l'égaliseur.

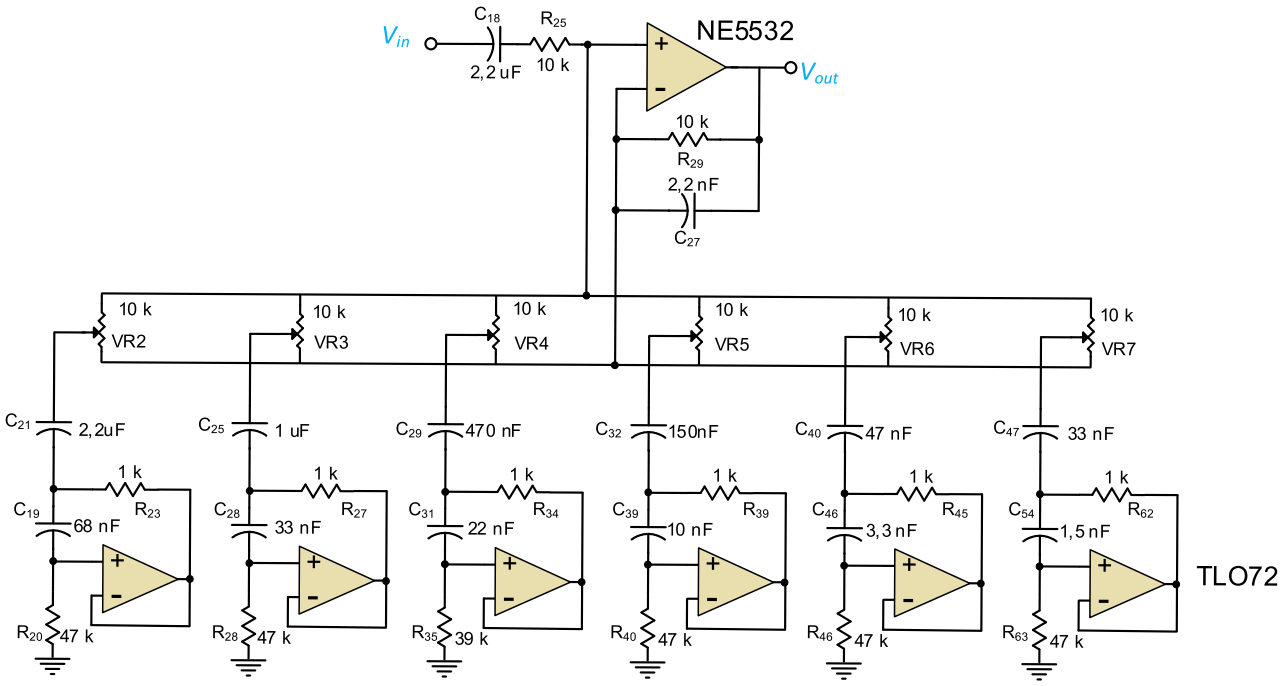


Figure 13-74

Question 13.15 On veut concevoir un égaliseur graphique à 5 bandes couvrant une plage de fréquences s'étendant de 30 Hz à 16 kHz.

a) Calculez le facteur de multiplication f_2/f_1 (X).
b) Quel est le facteur de qualité de chaque bande?
c) Trouvez les fréquences f_1, f_2 et f_o de chaque bande.

Chapitre 14
Les amplificateurs d'instrumentation

Dans les chapitres précédents, nous avons exploré plusieurs applications de l'amplificateur opérationnel. Dans ce chapitre, nous présentons les circuits amplificateurs pour la mesure, en mettant l'accent sur les amplificateurs d'instrumentation. Parmi tous les amplificateurs spécialisés, l'amplificateur d'instrumentation est probablement le plus populaire. Sa popularité repose sur son utilisation fréquente dans des applications industrielles et de mesure exigeant une précision élevée en courant continu et un gain exact, même dans des environnements bruyants. Il excelle également dans la gestion de forts signaux en mode commun, souvent liés à la fréquence de la ligne d'alimentation en courant alternatif.

Ces dispositifs sont essentiels pour obtenir des mesures précises et fiables dans des domaines variés tels que la médecine, l'industrie, la science, l'aérospatiale et l'électronique. Nous aborderons le principe de fonctionnement, les différents circuits, ainsi que leurs caractéristiques et leurs avantages.

14.1 Introduction

L'instrumentation désigne l'ensemble des techniques, instruments et dispositifs utilisés pour mesurer, contrôler et surveiller divers paramètres physiques, chimiques ou biologiques dans différents domaines d'application. En électronique et en ingénierie, l'instrumentation implique souvent l'utilisation de capteurs, d'amplificateurs et d'autres équipements pour obtenir des données précises et fiables.

L'utilisation de circuits électroniques, appelés *amplificateurs de mesure*, pour quantifier des grandeurs physiques telles que la température, le débit, le niveau, la pression, le pH, etc., implique l'utilisation de divers dispositifs et technologies pour transformer ces grandeurs en signaux mesurables et interprétables. On distingue principalement trois types d'amplificateurs pour effectuer ces mesures : les amplificateurs d’instrumentation, les amplificateurs de précision et les amplificateurs programmables. Ce chapitre se concentre sur les amplificateurs d'instrumentation, qui sont des amplificateurs différentiels (soustracteur) optimisés pour leurs performances en courant continu.

Un amplificateur d'instrumentation est un amplificateur en boucle fermée qui possède une entrée différentielle et une sortie en mode simple par rapport à une borne de référence. Contrairement à

un amplificateur opérationnel, il se distingue par un gain en tension élevé, un excellent taux de réjection en mode commun, de faibles décalages de tension d'entrée, une faible dérive en température et une impédance d'entrée élevée. Le plus souvent, les impédances des deux bornes d'entrée sont équilibrées et ont des valeurs élevées, typiquement 10 GΩ ou plus. Les courants de polarisation d'entrée doivent également être faibles, typiquement de 1 nA à 50 nA. Comme pour les amplificateurs opérationnels, l'impédance de sortie est très faible, normalement seulement quelques milliohms à basse fréquence.

Avec le signal d'entrée appliqué aux deux entrées différentielles, le gain en boucle fermée est soit préréglé en interne, soit réglé par l'utilisateur (via des broches) par une résistance de gain externe (R_G), qui est également isolée des entrées de signal. La Figure 14-1 illustre le symbole de base de l'amplificateur d'instrumentation.

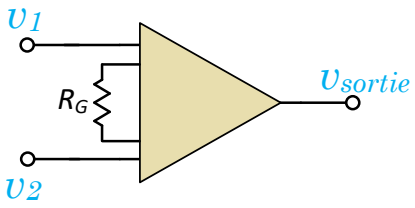


Figure 14-1 Symbole de base de l'amplificateur d'instrumentation.

À bien des égards, l'amplificateur d'instrumentation est mieux adapté à sa tâche qu'un amplificateur opérationnel, même si, ironiquement, un amplificateur d'instrumentation peut en réalité être composé de plusieurs amplificateurs opérationnels. Ces caractéristiques le rendent particulièrement adapté aux applications nécessitant une grande précision et une stabilité exceptionnelle dans divers environnements. Les amplificateurs d'instrumentation sont couramment utilisés dans les systèmes de mesure médicaux, industriels et scientifiques, où la fiabilité et la précision des données sont essentielles.

Dans les sections suivantes, nous commencerons par présenter les concepts de mesure de tension et rappeler les principes de base des amplificateurs opérationnels, tant idéaux que réels. Ensuite, nous présenterons l'amplificateur différentiel classique, en discutant de ses avantages et inconvénients. Puis, nous examinerons l'amplificateur d'instrumentation à trois amplificateurs opérationnels, en mettant en avant ses caractéristiques distinctives, ses avantages significatifs et ses limitations.

Ce chapitre sert de prémisse au chapitre dédié à la mesure, où nous explorerons en détail les techniques et les circuits nécessaires pour effectuer des mesures précises et fiables de différentes grandeurs physique.

14.2 Concepts initiaux

Dans cette section, nous introduisons les concepts initiaux nécessaires pour comprendre le fonctionnement des amplificateurs d'instrumentation. Nous examinerons les deux principales méthodes de mesure des tensions : le mode référencé à la masse et le mode différentiel. De plus, nous reviendrons sur les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel idéal ainsi que le fonctionnement en mode commun, afin de fournir un cadre complet pour l'analyse des amplificateurs d'instrumentation.

14.2.1 Mesure de tension référencée à la masse

Il existe principalement deux méthodes pour mesurer les tensions. L'une des méthodes consiste à mesurer la tension par rapport à un point commun appelé *masse*. Ces masses sont généralement stables et sans variation, et se maintiennent communément autour de 0 V. Historiquement, le terme *masse* provient de la pratique courante consistant à connecter un point commun (ou de référence) du circuit directement à la terre pour garantir que le potentiel de la tension soit de 0 V. La Figure 14-2 représente différentes mesures de tension référencées à la masse utilisant plusieurs voltmètres.

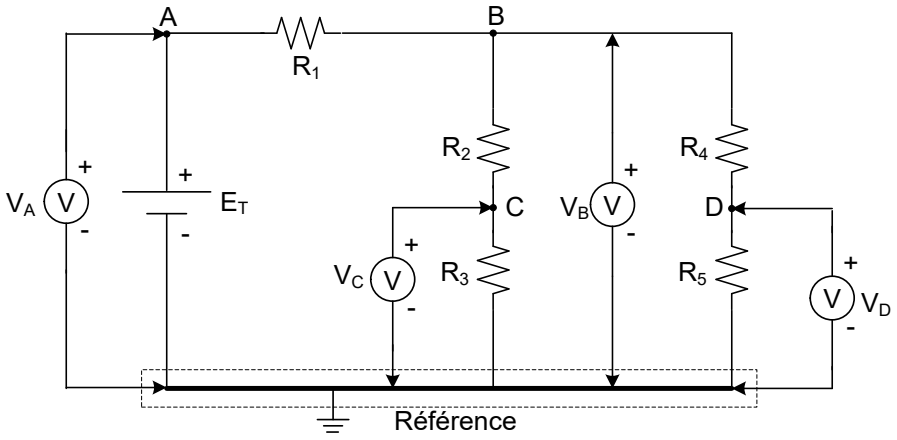


Figure 14-2 Mesure de tension référencée à la masse.

L'inconvénient d'une mesure de tension référencée à la masse réside dans sa sensibilité aux bruits et aux interférences électromagnétiques, ce qui peut affecter la précision de la mesure. De plus, toute variation ou instabilité dans la connexion à la masse peut introduire des erreurs significatives dans les mesures obtenues. Pour remédier aux inconvénients des mesures de tension référencées à la masse, une approche efficace consiste à adopter une mesure en mode différentiel à l'aide d'amplificateurs différentiels.

14.2.2 Mesure de tension différentielle

La mesure de tension en mode différentiel consiste à évaluer la différence de potentiel électrique entre deux points d'un circuit, sans que ceux-ci soient nécessairement connectés à la masse. Contrairement à une mesure référencée à la masse, qui repose sur une référence commune, cette méthode compare directement les tensions des deux points choisis. Par exemple, pour déterminer la tension aux bornes d'une résistance, on mesure les tensions à ses deux extrémités, et leur différence correspond à la tension recherchée.

Cette technique est particulièrement utile dans les environnements bruyants, car elle élimine les signaux en mode commun (présents de manière identique sur les deux points) et offre une meilleure précision, notamment pour les faibles variations de tension. En règle générale, les mesures de tension différentielle servent à déterminer la tension aux bornes des éléments d'un circuit. Elles sont aussi utilisées entre deux points d'un circuit électrique. La Figure 14-3 représente différentes mesures de tension différentielle utilisant plusieurs voltmètres.

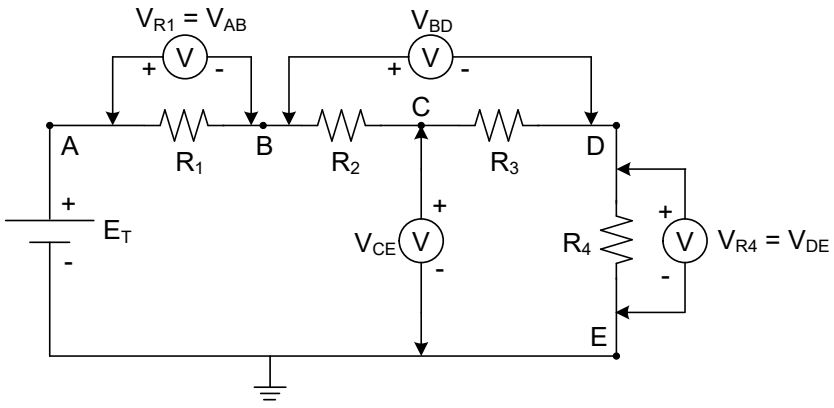


Figure 14-3 Mesure de tension différentielle.

Mise en garde : Lors de l'utilisation d'un instrument de mesure standard, qui ne dispose pas d'un amplificateur différentiel et dont une borne est connectée à la masse de l'appareil, il est crucial de ne pas relier cette borne à un autre endroit du circuit que celui de la masse. En effet, elle doit être impérativement connectée à la masse du circuit, sauf dans le cas des multimètres alimentés par piles. Une connexion incorrecte pourrait entraîner un court-circuit en reliant la masse de l'appareil à une partie active du circuit. Cela risquerait de compromettre la précision des mesures, d'endommager l'instrument ou le circuit, et même de poser des dangers pour la sécurité.

En résumé, lors d'une mesure en mode différentiel, il est impératif de s'assurer d'utiliser un instrument de mesure adapté, disposant d'une entrée différentielle, afin de garantir non seulement des résultats précis et fiables, mais aussi de préserver la sécurité de l'utilisateur et l'intégrité du circuit.

14.2.3 Tension issue d'un capteur

Les signaux issus des capteurs, généralement de faible amplitude, doivent être amplifiés. Ils sont souvent sujets à des perturbations causées par des bruits parasites externes, rendant leur amplification indispensable pour garantir des mesures précises. Lorsque l'on évoque l'amplification dans la chaîne d'acquisition de mesure, il s'agit d'une amplification différentielle. Celle-ci amplifie la différence de potentiel entre deux points, appelés *A* et *B*, que l'on désigne par la tension *Vd* ou V_M (tension de mesure), telle que,

$$V_D = V_M = V_A - V_B$$

Équation 14-1

Pour effectuer une mesure, on fait appel pour cela à un dispositif de mesure différentielle qui adapte le signal utile à la chaîne d'acquisition de manière plus précise. La Figure 14-4 illustre le schéma de principe de la mesure différentielle.

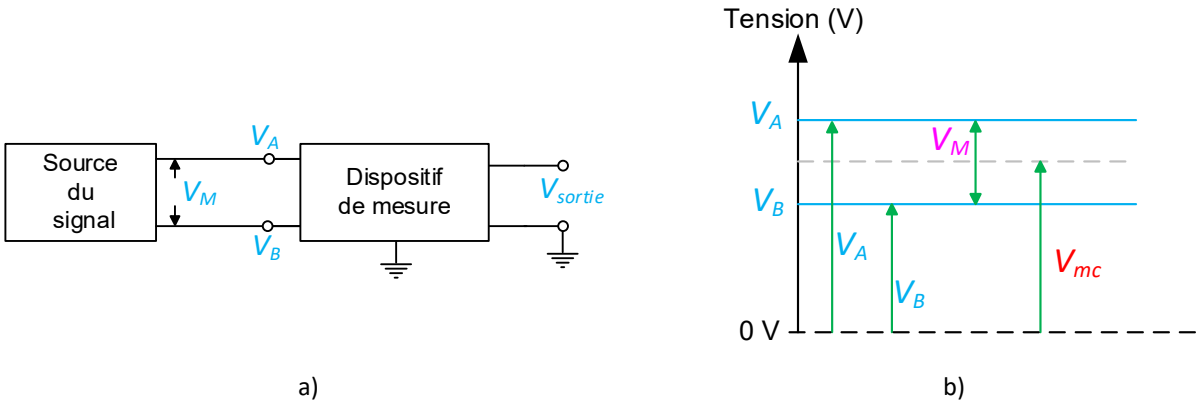


Figure 14-4 Représentation des tensions issues d'un capteur.

14.2.4 Tension en mode commun

On définit une tension dite en mode commun, V_{mc}, qui correspond à la tension commune à V_A et V_B, c'est-à-dire à la tension moyenne des potentiels à amplifier, de la manière suivante,

$$V_{mc} = \frac{V_A + V_B}{2}$$

Équation 14-2

On obtient ainsi les tensions d'entrées suivantes :

$$V_A = V_{mc} + \frac{V_M}{2}$$

Équation 14-3

$$V_B = V_{mc} - \frac{V_M}{2}$$

Équation 14-4

La tension V_{mc} peut être supérieure à V_M. L'objectif de l'amplificateur d'instrumentation est de réaliser une mesure précise en éliminant la tension en mode commun. En conclusion, il faut extraire la tension différentielle de mesure (V_M) tout en restant insensible à la tension de mode commun (V_{mc}).

14.2.5 Amplificateur opérationnel idéal

Nous avons vu précédemment, au chapitre 11, que la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel idéal est déterminée par la différence entre les tensions appliquées à ses entrées, amplifiée par le gain en tension de l'ampli-op.

$$v_{Sortie} = A_{Vd} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right)$$

Équation 14-5 Tension de sortie d'un ampli-op idéal.

Où $\boldsymbol{A_{Vd}}$: est le gain *en tension statique* (en boucle ouverte) de l'amplificateur opérationnel.

En théorie, l'amplificateur opérationnel idéal présente un gain infini, une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle. En pratique, ces caractéristiques sont inatteignables, car les amplificateurs réels ont un gain limité, une impédance d'entrée élevée mais finie, et une impédance de sortie faible mais non nulle.

14.2.6 Amplificateur opérationnel en mode commun

L'amplificateur différentiel à transistor, couramment utilisé comme étage d'entrée dans un amplificateur opérationnel, présente une limitation significative : son incapacité à gérer efficacement les signaux en mode commun. Nous savons que cette limitation se manifeste par une amplification inégale des signaux en mode commun, c'est-à-dire ceux qui sont présents de manière identique sur ses deux entrées.

Par conséquent, la tension de sortie en mode commun d'un amplificateur opérationnel correspond à la tension générée lorsqu'un signal identique est appliqué aux deux entrées. Idéalement, elle devrait être nulle dans un amplificateur parfait, mais elle peut devenir significative en raison des imperfections réelles de l'appareil [(note1)].

[1] Pour plus de détails, veuillez consulter la section 11.4.4 du chapitre 11, qui approfondit les aspects liés à la tension de sortie en mode commun des amplificateurs opérationnels.

Si on tient compte des imperfections de l'amplificateur opérationnel, la relation qui définit la tension de sortie V_S pour un amplificateur opérationnel réel est la suivante :

$$v_s = A_{Vd} \cdot \left(V_{(+)} - V_{(-)}\right) + \underbrace{A_{Vmc} \cdot \left(\frac{V_{(+)} + V_{(-)}}{2}\right)}_{\substack{Perturbations\ dues \\ au\ mode\ commun}}$$

Équation 14-6 Tension de sortie d'un ampli-op réel incorporant les perturbations.

Où $\boldsymbol{A_{Vmc}}$: est le gain en tension de mode commun.

En réalité, la tension de sortie ne consiste pas uniquement en l'amplification par le gain différentiel de la différence de tensions entre l'entrée non-inverseuse et l'entrée inverseuse. Elle dépend également de la moyenne de ces deux tensions, appelée *tension de mode commun*.

14.3 Amplificateurs d'instrumentation

Dans cette section, nous aborderons le rôle des amplificateurs d'instrumentation et leurs caractéristiques générales. Ensuite, nous comparerons l'amplificateur différentiel classique avec les amplificateurs d'instrumentations.

14.3.1 Introduction

Un amplificateur d'instrumentation est un circuit électronique ou un composant spécialisé conçu pour amplifier des signaux de faible amplitude tout en éliminant les bruits et interférences indésirables. Utilisés principalement dans les applications de mesure et de contrôle, ces amplificateurs se distinguent par leur haute précision, leur stabilité et leur faible dérive. Grâce à leur excellente capacité de rejet en mode commun (*CMRR*), ils peuvent amplifier la différence entre deux signaux d'entrée tout en éliminant les signaux communs à ces deux entrées, ce qui est crucial dans des environnements bruyants.

En résumé, le rôle de l'amplificateur d'instrumentation est de mesurer en mode différentiel de faibles signaux électriques en tension tout en éliminant le bruit en mode commun superposé au signal d'entrée. La Figure 14-5 illustre ce concept.

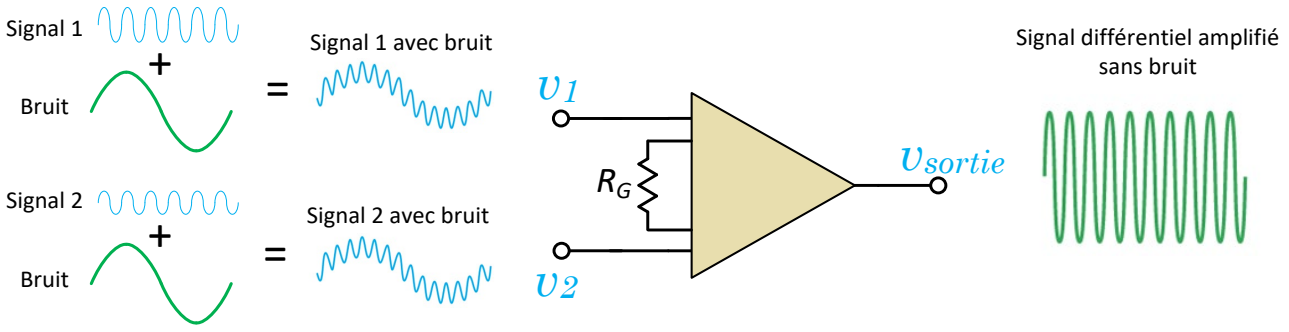


Figure 14-5 Mesure de tension différentielle.

Les caractéristiques clés des amplificateurs d'instrumentation incluent :

- **Haute impédance d'entrée** : Ils présentent une impédance d'entrée très élevée, ce qui minimise le courant de polarisation des sources de signaux.
- **Taux de rejet en mode commun élevé (*CMRR* élevé)** : Ils sont capables de rejeter efficacement les signaux communs (bruits) présents aux deux entrées.
- **Gain réglable** : Le gain peut être ajusté par des résistances externes ou internes pour s'adapter à diverses applications.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Les amplificateurs d'instrumentation jouent un rôle essentiel dans de nombreuses applications. Voici quelques exemples :

- **Automatisation industrielle** : mesures de grandeurs physiques telles que température, débit, pression, niveau, pH, force, déformation, masse, etc.
- **Biomédical** : dispositifs médicaux de précision comme les électrocardiographes (ECG) et les électroencéphalogrammes (EEG).
- **Aéronautique** : diverses applications spécifiques au secteur.

Ils trouvent également des applications dans de nombreux autres domaines.

14.3.2 Amplificateur différentiel classique

La première approche pour concevoir un amplificateur d'instrumentation, c'est-à-dire un amplificateur avec un taux de réjection en mode commun élevé, consiste à utiliser un montage amplificateur soustracteur (ou amplificateur différentiel) comme décrit au chapitre 12. Dans un amplificateur différentiel, les tensions V_1 et V_2 sont appliquées simultanément aux entrées de l'amplificateur opérationnel, permettant ainsi une amplification précise de la différence entre ces deux tensions. Cette configuration est particulièrement adaptée pour la mesure différentielle de la tension, tout en rejetant les composantes en mode commun, telles que le bruit. La Figure 14-6 montre l'amplificateur différentiel.

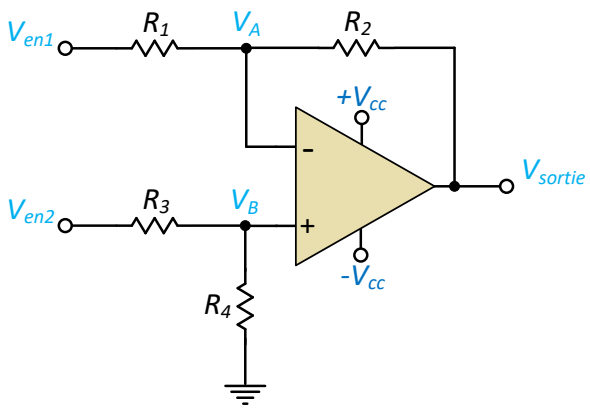


Figure 14-6 Amplificateur différentiel.

Rappelons-nous l'analyse du circuit présenté au chapitre 12, où nous avons étudié les équations de la tension de sortie et du gain en tension pour le montage amplificateur soustracteur, qui sont essentielles pour concevoir un amplificateur d'instrumentation.

Dans le circuit illustré à la Figure 14-6, la tension appliquée à l'entrée non-inverseuse est :

$$V_{(+)} = V_{en2} \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)}$$

Équation 14-7 Tension $V_{(-)}$ en fonction de la tension d'entrée V_{en2}.

Tandis que la tension V_A est,

$$V_A = \frac{V_{en1} \cdot R_2 + V_{sortie} \cdot R_1}{(R_1 + R_2)}$$

Équation 14-8 Tension V_A en fonction de la tension d'entrée et de sortie.

La tension de sortie est,

$$\boxed{V_{sortie} = V_{en2} \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4)} \cdot \frac{R_4}{R_1} - V_{en1} \cdot \frac{R_2}{R_1}}$$

Équation 14-9 Tension de sortie du soustracteur à deux entrées.

Pour avoir le même gain aux deux entrées, on choisit $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$, alors,

$$\boxed{V_{sortie} = (V_{en2} - V_{en1}) \cdot \frac{R_2}{R_1}}$$

Équation 14-10 Tension de sortie du soustracteur à deux entrées.

Si $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, alors

$$\boxed{V_{sortie} = (V_2 - V_1)}$$

Équation 14-11

Pour obtenir un gain en tension (A_V) élevé, il est nécessaire de choisir une résistance R_1 relativement faible. Cependant, cela peut poser un problème, car l'impédance d'entrée de ce circuit est approximativement équivalente à

$$Z_{entrée} \cong R_1$$

Équation 14-12

Parmi les inconvénients de ce circuit, on note une impédance d'entrée faible, similaire à R_1, et la nécessité d'utiliser des résistances de précision pour garantir des performances optimales. Il devient également difficile d'obtenir un gain élevé sans augmenter l'impédance d'entrée. De plus, le rapport

de rejet du mode commun (*CMRR*) est relativement faible, et ce taux de rejet dépend directement de la stricte égalité des résistances, ce qui est intrinsèquement lié à leur précision. Dans la pratique, il est impossible d'avoir une égalité parfaite entre les résistances. L'imprécision des résistances exercent une influence considérable sur le *CMRR*, il augmente lorsque la tolérance des résistances diminue.

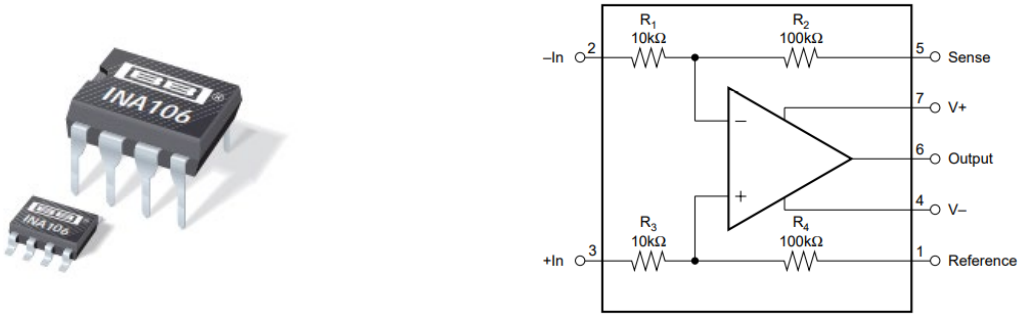
Un autre inconvénient majeur de ce montage est que, même si les résistances sont soigneusement appariées pour garantir un bon *CMRR*, toute modification du gain de l'amplificateur nécessite un réajustement complet du circuit. Cela implique de remplacer et d'apparier deux résistances simultanément, ce qui complique considérablement le processus, car les deux résistances restent rigoureusement identiques. Idéalement, une solution plus technique consisterait à n'avoir qu'un seul composant à modifier pour ajuster le gain.

En conclusion, le montage différentiel classique est limité par la qualité de l'amplificateur utilisé (notamment son *CMRR*) et par la variation inévitable des résistances environnantes. De plus, les impédances asymétriques des deux entrées provoquent un déséquilibre significatif lors de la mesure des signaux provenant de divers capteurs, affectant la précision des données. Le gain de ce montage est également difficile à ajuster. Pour des mesures sensibles, il est donc nécessaire de trouver une configuration offrant une meilleure réjection en mode commun, des impédances d'entrée élevées et égales, et si possible, des possibilités d'ajustement simplifiées. Nous découvrirons plus loin un circuit qui corrige ces inconvénients.

14.3.3 Exemple d'amplificateur différentiel classique : INA106

L'INA106 est un amplificateur différentiel monolithique réalisé de manière intégré avec un gain en tension fixe égal à 10. Cet amplificateur différentiel, développé par « *Texas Instruments* », se distingue par sa capacité à amplifier la différence entre deux signaux tout en rejetant les composantes de bruit en mode commun. Il intègre un amplificateur opérationnel de précision et des résistances en film métallique intégrées, qui sont obtenue par découpe au laser pour assurer un gain précis et un taux de rejet efficace du mode commun. Le schéma interne de l'INA106 est illustré à la Figure 14-7b .Il est disponible en boîtiers « *DIP* » plastique à 8 broches et en boîtiers de montage en surface *SO-8* comme l'illustre la Figure 14-7a. Les caractéristiques principales sont les suivantes :

- *CMRR* = +100 dB
- Impédance d'entrée : 10 kΩ
- A_{Vd} = 100 kΩ/10 kΩ = 10



a) Boitiers b) Schéma interne

Figure 14-7 Amplificateur différentiel classique INA106.
« Source : « *Texas Instruments* »

14.3.4 Amplificateurs d'instrumentation à plusieurs amplis-op

Les amplificateurs d'instrumentation ne se sont pas de simples amplificateurs opérationnels. Ils sont constitués de plusieurs amplificateurs opérationnels et des composants nécessaires comme des résistances et des capacités de compensation. Bien qu'il soit possible de les construire avec des composants discrets, on utilise le plus souvent des versions intégrées, semblables en apparence aux amplificateurs opérationnels standards. Ces composants intégrés auront plusieurs avantages sur les montages à éléments discrets :

- simplicité de mise en œuvre.
- nombre de composants limité.
- très grande précision, due notamment à un ajustage par laser des résistances sur la puce. Ce procédé va permettre d'apparier les composants de bien meilleure façon qu'avec des composants discrets, et autorisera des *CMRR* beaucoup plus élevés.
- fonctions annexes : réglage simple du gain, circuit de garde, conversion tension/courant en sortie...

Le rôle de l'amplificateur d'instrumentation est le même que celui de l'amplificateur de différence (différentiel), c'est-à-dire, amplifier la différence entre deux signaux d'entrée tout en rejetant les composants communs, ce qui permet de réduire le bruit et les interférences tout en préservant la précision du signal. Cependant, on choisira :

- l'amplificateur de différence si la source d'entrée a une faible impédance de sortie.
- l'amplificateur d'instrumentation si la source d'entrée a une grande impédance de sortie.

On distingue différentes configurations pour l'amplificateur d'instrumentation. Voici les deux principales :

- Structure à deux amplificateurs opérationnels.
- Structure à trois amplificateurs opérationnels.

Dans ce chapitre, nous aborderons ces deux types de circuits, en mettant particulièrement l'accent sur la configuration à trois amplificateurs opérationnels, qui est la plus courante et offre des performances supérieures. La configuration à deux amplificateurs sera également abordée, mais de manière moins détaillée.

14.3.5 Amplificateur d'instrumentation typique à 2 amplis-op

Le circuit de la Figure 14-8 montre un amplificateur d'instrumentation simple à 2 amplis-op. Comparé au montage d'un amplificateur différentiel classique, cette configuration offre une amélioration significative en termes d'impédance d'entrée : elle est élevée et identique pour chaque entrée, avec une impédance d'entrée des amplificateurs opérationnels généralement supérieure à 10 MΩ.

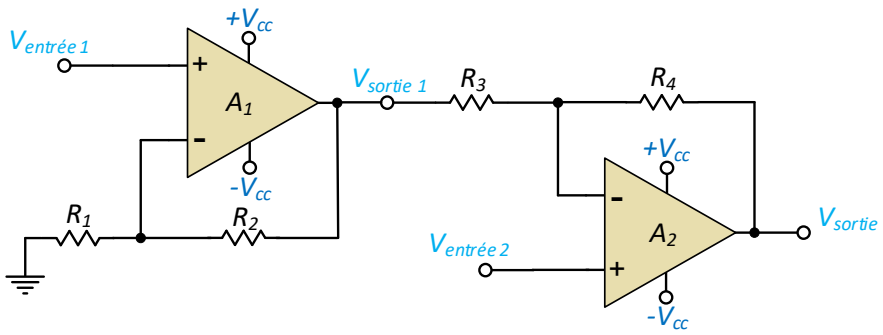


Figure 14-8 Amplificateur d'instrumentation à 2 amplificateurs opérationnels.

Pour simplifier la compréhension du fonctionnement du circuit, on peut considérer le montage comme étant la concaténation de deux amplificateurs :

- le premier (A_1) est un montage non-inverseur qui va amplifier la tension V_1.
- le deuxième (A_2) est un montage soustracteur qui va amplifier la différence entre la tension V_2 et la tension de sortie V_{s1} de l'amplificateur A_1.

Analyse du circuit : Calcul de la tension de sortie et du gain en tension

La Figure 14-9 illustre les courants et les tensions nécessaires pour effectuer le calcul du gain en tension de l'amplificateur d'instrumentation à deux amplificateurs opérationnels.

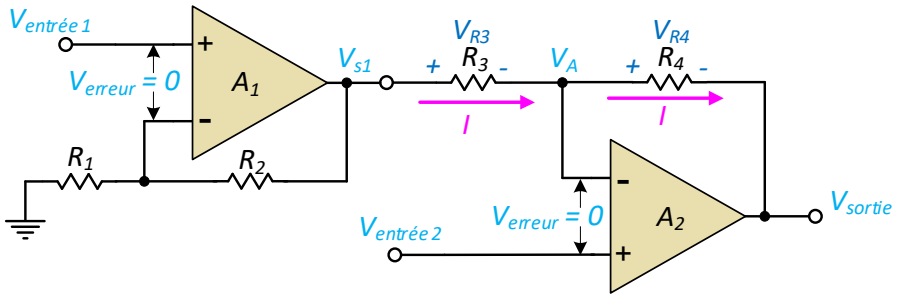


Figure 14-9 Courants et tensions dans l'amplificateur d'instrumentation à 2 amplis-op.

Étant donné que A_1 est un montage non-inverseur, la tension de sortie est,

$$v_{s1} = V_1\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)$$

Équation 14-13

Les amplis-op sont considérés comme idéal, alors V(+) = V(-), donc la tension au point *A* de A_2 est,

$$V_A = V_2$$

Équation 14-14

Par la loi d'Ohm, le courant dans la résistance R_3 est,

$$I = \frac{V_{s1} - V_A}{R_3} = \frac{V_{s1} - V_2}{R_3}$$

Équation 14-15

Selon la loi de Kirchhoff en tension,

$$V_{sortie} = V_A - V_{R4} = V_2 - V_{R4}$$

Équation 14-16

Par la loi d'Ohm, nous obtenons,

$$V_{sortie} = V_2 - (I \cdot R_4)$$

Équation 14-17

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Par substitution,

$$V_{sortie} = V_2 - \left(\frac{V_{s1} - V_2}{R_3} \cdot R_4\right)$$

Équation 14-18

$$V_{sortie} = V_2 + V_2 \frac{R_4}{R_3} - V_{s1} \cdot \frac{R_4}{R_3}$$

Équation 14-19

Substituons V_{s1},

$$V_{sortie} = V_2 + V_2 \frac{R_4}{R_3} - V_1 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \cdot \frac{R_4}{R_3}$$

Équation 14-20

Développons,

$$V_{sortie} = V_2 \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot -V_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_3}\right)$$

Équation 14-21

Habituellement, pour ce montage $R_1 = R_4$ et $R_2 = R_3$, alors

$$V_{sortie} = V_2 \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot -V_1 \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)$$

Équation 14-22

Finalement, la tension de sortie est donnée par l'équation suivante :

$$\boxed{V_{sortie} = (V_2 - V_1)\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)}$$

Équation 14-23 Tension de sortie de l'amplificateur d'instrumentation à 2 amplis-op.

À partir de cette relation, nous pouvons établir que le gain en tension (A_V) est le rapport entre v_{sortie} et $v_{entrée}$, ce qui se formule comme suit :

$$A_V = \frac{v_{sortie}}{v_{entrée}} = \frac{v_{sortie}}{(V_2 - V_1)} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)$$

Équation 14-24 Gain en tension.

Par conséquence, le gain en tension de l'amplificateur d'instrumentation à 2 amplis-op est donc :

$$\boxed{A_V = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)}$$

Équation 14-25 Gain en tension de l'amplificateur d'instrumentation à 2 amplis-op.

Le gain en tension différentielle est déterminé par quatre résistances, réparties en deux paires identiques ($R_1 = R_4$ et $R_2 = R_3$). Par conséquent, cela représente un inconvénient, car il est impératif d'appareiller les résistances avec précision pour assurer un gain exact.

Ce circuit se distingue par son impédance d'entrée élevée, mais n'apporte aucune amélioration par rapport au montage précédent amplificateur différentiel en ce qui concerne le taux de rejet en mode commun et de la facilité d'ajuster le gain du circuit. Il est toujours nécessaire d'apparier les composants pour obtenir un bon *CMRR*, et deux composants doivent être modifiés pour ajuster le gain.

Néanmoins, si l'on souhaite un étage à gain fixe et élevé et que l'appariement précis des résistances est possible, ce circuit peut être satisfaisant, offrant une impédance d'entrée élevée et un *CMRR* d'environ +90 dB, adéquat pour de nombreuses applications en instrumentation.

14.3.6 Amplificateur d'instrumentation typique à 3 amplis-op

L'amplificateur d'instrumentation à trois amplificateurs opérationnels est une version améliorée de l'amplificateur différentiel, offrant une meilleure précision et stabilité face au bruit et aux variations de température. Il comprend deux amplificateurs configurés en préamplificateurs symétriques et un troisième amplificateur pour le traitement final du signal. Les entrées sont amplifiées par des étages dont l'impédance d'entrée est très élevée.

Le dernier amplificateur est un montage amplification différentiel (soustracteur) traditionnel avec un gain en tension habituellement égal à 1. Le gain en tension total de l'amplificateur est réglé à l'aide d'une seule résistance, appelée R_G. Les résistances utilisées, avec une tolérance de ±0,1%, assurent un *CMRR* d'au moins 54 dB. Ce circuit est très populaire en instrumentation pour sa haute précision et son excellent rejet du mode commun. La Figure 14-10 représente un amplificateur d'instrumentation classique à trois amplificateurs opérationnels.

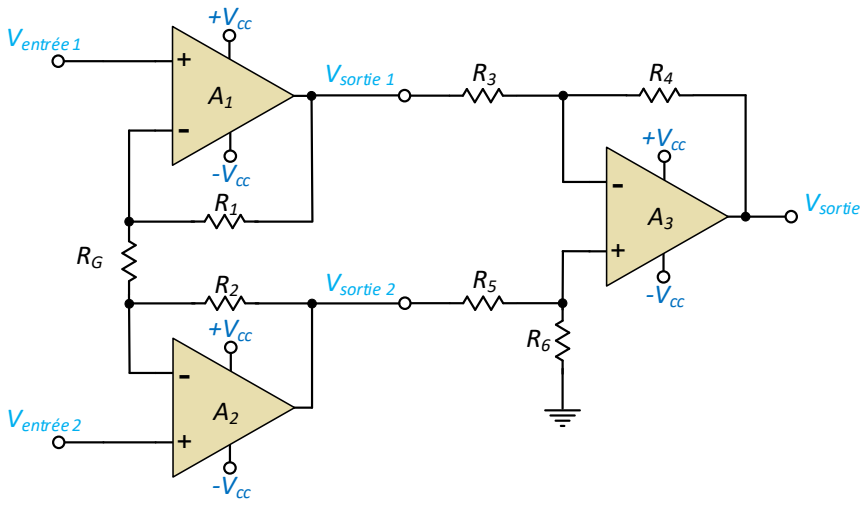


Figure 14-10 Amplificateur d'instrumentation à 3 amplificateurs opérationnels.

Avantages :

- Impédance d'entrée très grande (∞);
- Gain élevé sans bruit;
- *CMRR* très élevé.

Inconvénients :

- Complexité accrue;
- Coût plus élevé : En raison du nombre plus élevé de composants et de la précision requise, les amplificateurs d'instrumentation à trois amplis-op sont généralement plus coûteux.

Analyse du circuit : Calcul de la tension de sortie et du gain en tension

La Figure 14-11 illustre les courants et les tensions nécessaires pour effectuer le calcul du gain en tension de l'amplificateur d'instrumentation à trois amplificateurs opérationnels. Afin de simplifier l'analyse, nous posons $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R$.

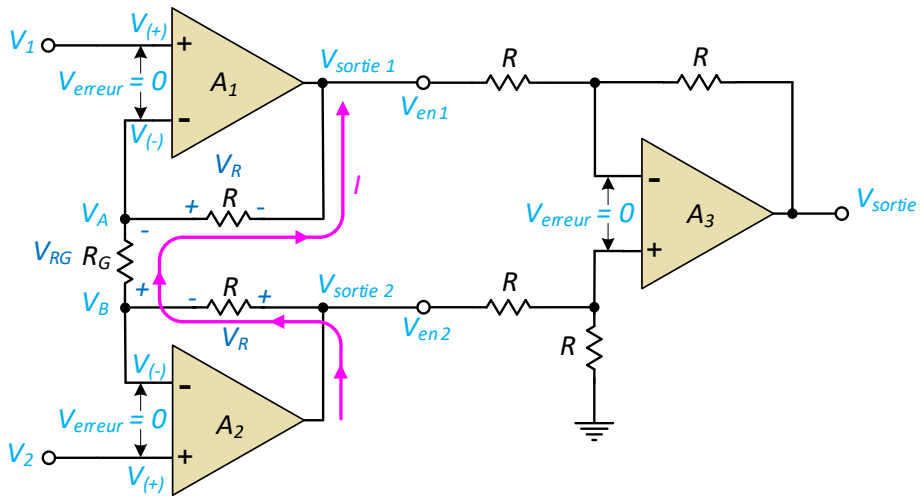


Figure 14-11 Courants et tensions dans l'amplificateur d'instrumentation à 3 amplis-op.

Déterminons d'abord les tensions de sortie des amplis-op A_1 et A_2. On sait que $V_{(+)} = V_{(-)}$ pour chaque ampli-op. Étant donné que $V_{(+)\,A1} = V_1$ et que $V_{(-)\,A1} = V_A$, donc $V_A = V_1$. De plus, $V_{(+)\,A2} = V_2$ et $V_{(-)\,A2} = V_B$, donc $V_B = V_2$.

Selon la loi de Kirchhoff en tension,

$$V_{RG} = V_B - V_A = V_2 - V_1$$

Équation 14-26

Par la loi d'Ohm,

$$I = \frac{V_{RG}}{R_G} = \frac{(V_2 - V_1)}{R_G}$$

Équation 14-27

Alors, la tension aux bornes de la résistance R (V_R) est égale à

$$\boxed{V_R = I \cdot R = \frac{(V_2 - V_1)}{R_G} \cdot R}$$

Équation 14-28

Selon la loi de Kirchhoff en tension,

$$V_{sortie\,1} = V_A - V_R = V_1 - V_R$$

Équation 14-29

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Et

$$V_{sortie\ 2} = V_B + V_R = V_2 + V_R$$

Équation 14-30

Finalement, en ajoutant le bruit en mode commun aux signaux d'entrées, on obtient,

$$V_{sortie\ 1} = V_1 - V_R + V_{MC}$$

Équation 14-31

$$V_{sortie\ 2} = V_2 + V_R + V_{MC}$$

Équation 14-32

On en déduit la valeur de la tension en mode commun, V_{MC} :

$$V_{MC} = \frac{V_{sortie\ 1} + V_{sortie\ 2}}{2} = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

Équation 14-33

On observe que la tension en mode commun est toujours présente aux sorties du premier étage du circuit. Il est nécessaire de l'éliminer. L'élimination de cette composante sera assurée par le montage différentiel classique placé en sortie du premier étage. Pour l'amplificateur opérationnel A_3, nous savons que lorsque les résistances du montage soustracteur sont égales, la tension de sortie est :

$$V_{sortie} = (V_{en\ 2} - V_{en\ 1})$$

Équation 14-34

Par conséquent,

$$V_{sortie} = (V_2 + V_R + V_{MC}) - (V_1 - V_R + V_{MC})$$

Équation 14-35

Développons,

$$V_{sortie} = V_2 + V_R + V_{MC} - V_1 + V_R - V_{MC}$$

Équation 14-36

La tension en mode commun est donc éliminée,

$$V_{sortie} = V_2 - V_1 + 2 \cdot V_R$$

Équation 14-37

Par substitutions,

$$V_{sortie} = V_2 - V_1 + 2 \cdot \frac{(V_2 - V_1)}{R_G} \cdot R$$

Équation 14-38

Finalement, la tension de sortie de l'amplificateur d'instrumentation est :

$$\boxed{V_{sortie} = (V_2 - V_1)\left(1 + \frac{2R}{R_G}\right)}$$

Équation 14-39 Tension de sortie de l'amplificateur d'instrumentation à 3 amplis-op.

Nous savons que le gain en tension (A_V) est le rapport entre v_{sortie} et $v_{entrée}$.

$$A_V = \frac{v_{sortie}}{v_{entrée}} = \frac{v_{sortie}}{(V_2 - V_1)}$$

Équation 14-40 Gain en tension.

Le gain en tension de l'amplificateur d'instrumentation à 3 amplis-op est donc :

$$\boxed{A_V = \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right)}$$

Équation 14-41 Gain en tension de l'amplificateur d'instrumentation à 3 amplis-op.

Afin d'assurer le fonctionnement optimal de l'amplificateur d'instrumentation, trois inégalités doivent être respectées en tout temps.

$$\left|\left(1 + \frac{R}{R_G}\right)V_1 - \left(\frac{R}{R_G}\right)V_2\right| < \left|V_{\max(1,2)}\right| \quad \textbf{Équation 14-42}$$

$$\left|\left(1 + \frac{R}{R_G}\right)V_2 - \left(\frac{R}{R_G}\right)V_1\right| < \left|V_{\max(1,2)}\right| \quad \textbf{Équation 14-43}$$

$$|(V_2 - V_1)|\left(1 + \frac{2R}{R_G}\right) < \left|V_{\max(3)}\right| \quad \textbf{Équation 14-44}$$

Où $V_{max(1,2)}$: est la *tension maximale* de sortie des amplificateurs opérationnels A_1 et A_2.
$V_{max(3)}$: est la *tension maximale* de sortie de l'amplificateur opérationnel A_3.

L'amplificateur d'instrumentation idéal devrait avoir un gain en mode commun nul (CMRR infini). En réalité, dans le circuit ci-contre, la valeur de ce gain est déterminée par les tolérances des valeurs des résistances qui rendent le schéma asymétrique, et par le gain de mode commun non nul des deux amplis-op. La réalisation de résistances appairées en valeur est la principale contrainte de fabrication des circuits d'instrumentation. Afin d'améliorer la précision, l'amplificateur d'instrumentation à 3 amplis-op peut être réalisé au sein d'un circuit intégré (*CI*). Un exemple de ce type de circuit intégré sera présenté dans la prochaine section.

Exemple 14.1

Trouvez la tension de sortie minimale et maximale, c'est-à-dire $V_{sortie\ (min)}$ et $V_{sortie\ (max)}$, de l'amplificateur d'instrumentation montré à la Figure 14-12 lorsque le potentiomètre de 5 kΩ (R_P) est ajusté sur toute sa plage.

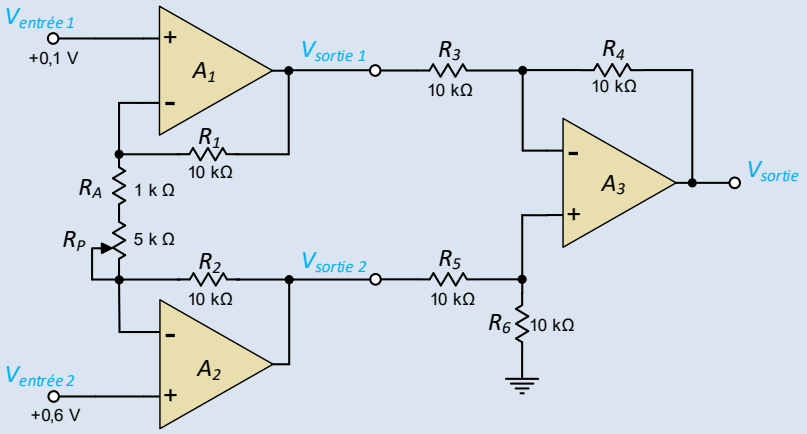


Figure 14-12 Amplificateur d'instrumentation.

Solution :

Pour R_P = 0 Ω (complètement court-circuité), $R_G = R_A + R_P$ = 1 kΩ + 0 Ω = 1 kΩ

$$V_{Sortie} = (V_2 - V_1)\left(1 + \frac{2R}{R_G}\right) = (0{,}6\ V - 0{,}1\ V)\left(1 + \frac{2 \cdot 10\ k\Omega}{1\ k\Omega}\right) = +10{,}5\ V$$

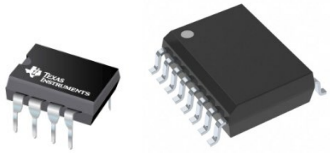
Pour R_P = 5 kΩ, $R_G = R_A + R_P$ = 1 kΩ + 5 kΩ = 6 kΩ

$$V_{Sortie} = (V_2 - V_1)\left(1 + \frac{2R}{R_G}\right) = (0{,}6\ V - 0{,}1\ V)\left(1 + \frac{2 \cdot 10\ k\Omega}{6\ k\Omega}\right) = +2{,}17\ V$$

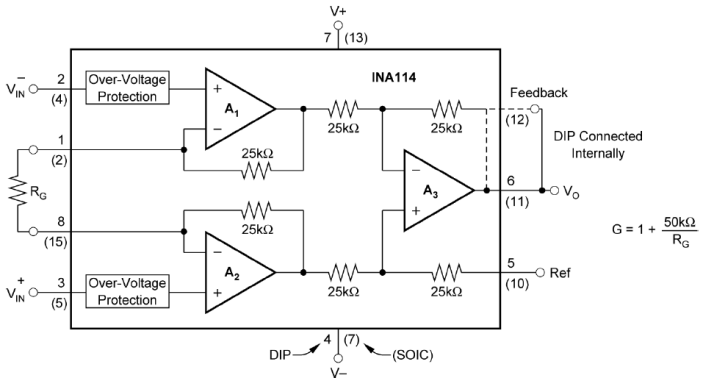
14.3.7 Exemple d'amplificateur d'instrumentation : INA114

Les amplificateurs d'instrumentation peuvent être conçus en utilisant des amplificateurs opérationnels individuels associés à des résistances de haute précision. Cependant, de nombreux fabricants tels que *Texas Instruments*, *Analog Devices* et *Linear Technology* proposent également des amplificateurs d'instrumentation sous forme de circuits intégrés. Ces circuits intégrés sont généralement dotés de très bonnes caractéristiques de rejet en mode commun (CMRR), grâce à la précision de fabrication des résistances internes, souvent obtenue par découpe au laser.

La Figure 14-13b montre le circuit interne de l'amplificateur d'instrumentation INA114.



a)



b) Schéma interne

Figure 14-13 Amplificateur d'instrumentation INA114.
« Source : « *Texas Instruments* »

Le gain en tension est donné par :

$$A_{Vbf} = \left(1 + \frac{50\ k\Omega}{R_G}\right)$$

Équation 14-45 Gain en tension de l'amplificateur d'instrumentation INA114.

Il est disponible en boîtiers « *DIP* » plastique à 8 broches et en boîtiers de montage en surface *SO-8* comme l'illustre la Figure 14-13a. Les caractéristiques principales sont les suivantes :

- *CMRR* = 115 dB minimum pour un Gain = 1000;
- Le gain peut être réglé de 1 à 10 000;
- Impédance d'entrée : 100 GΩ;
- Erreur de décalage d'entrée (« *Offset Voltage* ») très faible, typiquement ±50 µV.

Exemple 14.2

Trouvez la valeur de la résistance externe R_G déterminant le gain d'un amplificateur d'instrumentation à C.I. où $R_1 = R_2 = 25$ kΩ. Le gain en tension en boucle fermée doit être égal à 500.

Solution :

$$R_G = \frac{2R}{(A_{Vbf}-1)} = \frac{2 \cdot 25\ k\Omega}{500-1} = 100\ \Omega$$

14.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé divers aspects fondamentaux pour comprendre le fonctionnement des amplificateurs d'instrumentation. Nous avons d'abord présenté les concepts initiaux nécessaires à cette compréhension, en mettant l'accent sur les méthodes de mesure des tensions, notamment les modes de mesure référencée à la masse et mesure différentielle.

Nous avons fait un rappel sur les caractéristiques d'un amplificateur opérationnel idéal, ainsi que le fonctionnement en mode commun, afin d'établir un cadre solide pour l'analyse des amplificateurs d'instrumentation. Cette analyse a permis de mieux saisir le rôle et les caractéristiques générales des amplificateurs d'instrumentation.

Enfin, nous avons comparé l'amplificateur différentiel classique avec l'amplificateur d'instrumentation à trois amplificateurs opérationnels. Cette comparaison a révélé que, bien que l'amplificateur d'instrumentation à trois amplificateurs soit plus complexe, il offre des avantages notables en termes de précision et de rejet du mode commun.

Tous ces sujets et concepts serviront de prémisse au chapitre dédié à la mesure, où nous explorerons en détail les techniques et les circuits nécessaires pour effectuer des mesures précises et fiables de différentes grandeurs physiques.

14.5 Exercices de révision

14.5.1 Exercices – Les amplificateurs d'instrumentations

Question 14.1 Déterminez la tension de sortie et le gain en tension du circuit de la Figure 14-14.

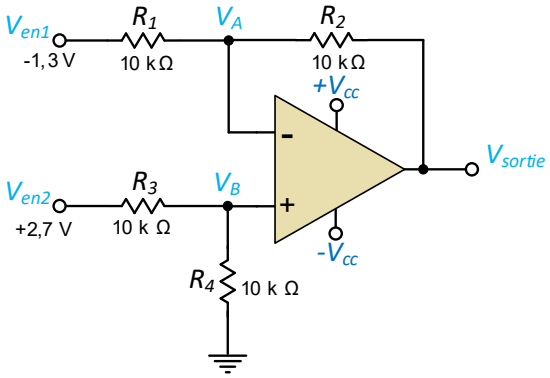


Figure 14-14

Question 14.2 Déterminez la tension de sortie et le gain en tension du circuit de la Figure 14-15.

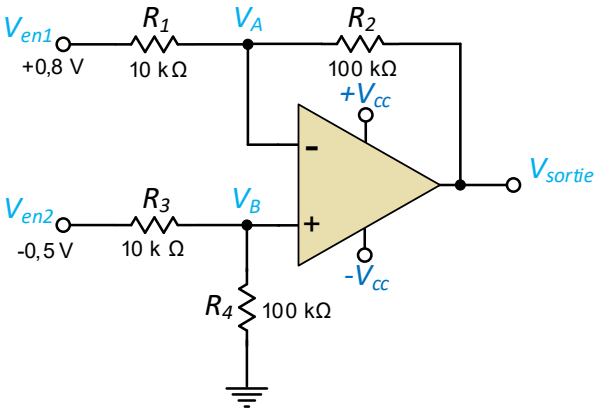


Figure 14-15

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 14.3 Déterminez la tension de sortie et le gain en tension du circuit de la Figure 14-16.

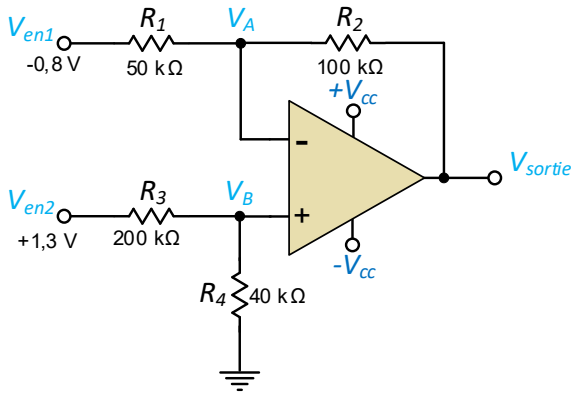


Figure 14-16

Question 14.4 Déterminez la tension de sortie du circuit de la Figure 14-17. Considérez l'impédance des entrées V_{en1} et V_{en2} infiniment grande.

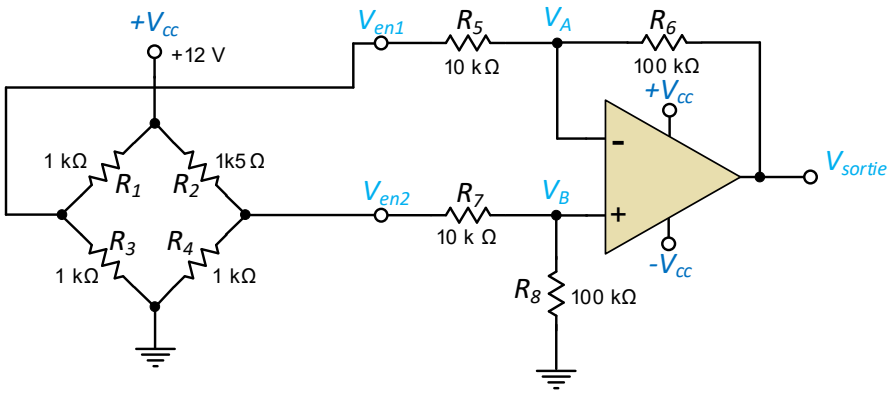


Figure 14-17

Question 14.5 Soit le circuit de la Figure 14-18.

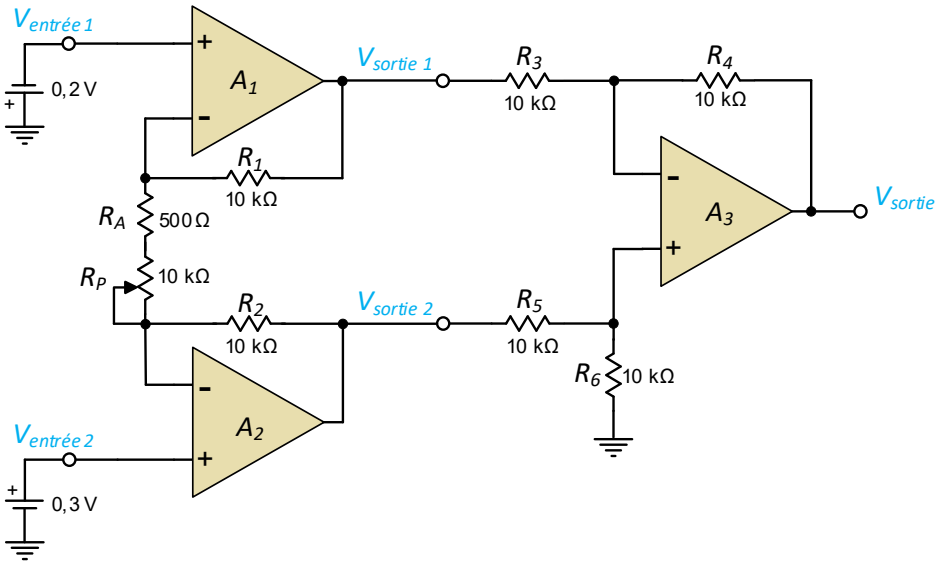


Figure 14-18

a) Trouvez la tension de sortie minimale et maximale, c'est-à-dire $V_{sortie\ (min)}$ et $V_{sortie\ (max)}$, de l'amplificateur d'instrumentation lorsque le potentiomètre R_P est ajusté sur toute sa plage.

b) Déterminez les tensions de sortie des amplis-op A_1 et A_2 lorsque le potentiomètre R_P est ajusté à la moitié de sa course.

Question 14.6 Les tensions de sortie maximales des trois amplificateurs opérationnels dans un amplificateur d'instrumentation sont de +15 V. Pour une application donnée, il est connu que le signal d'entrée V_1 peut varier de 0 V à 0,8 V et le signal d'entrée V_2 de 0 V à 1,3 V. En supposant que R = 2 kΩ, déterminez la valeur de la résistance R_G du circuit pour obtenir le gain maximal possible. Ensuite, calculez le gain correspondant pour cette valeur de résistance.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Annexes

Annexe A

Le calcul de la valeur efficace d'une tension sinusoïdale

Principe du calcul : Nous pouvons écrire que $e(t)$ (tension alternative) et E (tension continue) produisent, dans la même résistance, la même énergie calorifique, pendant le même intervalle de temps, soit celui correspondant à une période T (2π). Dans le cas de la tenson alternative, nous avons, pour une période :

$$W = \int_0^T \frac{{e_{(t)}}^2}{R} dt = \frac{1}{R} \int_0^T {e_{(t)}}^2 dt$$

Dans le cas d'une tension continue, nous avons,

$$W = \frac{E^2}{R} T$$

De sorte que,

$$\frac{E^2}{R} T = \frac{1}{R} \int_0^T {e_{(t)}}^2 dt$$

$$E^2 = \frac{1}{T} \int_0^T {e_{(t)}}^2 dt$$

$$\boxed{E_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T {e_{(t)}}^2 dt}}$$

La valeur efficace d'une tension alternative est donc la racine carrée de la moyenne, pendant une période, des carrés des intensités instantanées de la tension. Pour un courant,

$$W = \int_0^T R \cdot {i_{(t)}}^2 dt = R \int_0^T {i_{(t)}}^2 dt$$

Dans le cas d'un courant continu, nous avons,

$$W = R \cdot I^2 \cdot T$$

De sorte que,

$$R \cdot I^2 \cdot T = R \int_0^T {i_{(t)}}^2 dt$$

Ainsi,

$$\boxed{I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T {i_{(t)}}^2 dt}}$$

Soit la tension sinusoïdale de la forme :

$$e(t) = V_{max} \cdot \sin(\omega t)$$

Pour définir la valeur efficace d'un signal variable, il suffit de prendre la racine carrée de la valeur quadratique moyenne du signal pendant toute la période. Ainsi,

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T {V_{max}}^2 \cdot \sin^2(\omega t)\, dt}$$

Où T = 2π et $\theta = \omega t$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} {V_{max}}^2 \cdot \sin^2(\theta)\, d\theta}$$

Par substituons trigonométrique, on obtient,

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{{V_{max}}^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\theta)\right] d\theta}$$

Donc,

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{{V_{max}}^2}{4\pi} \int_0^{2\pi} [1 - \cos(2\theta)] d\theta}$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{{V_{max}}^2}{4\pi} \left[\theta - \frac{1}{2} \sin(2\theta)\right] \Big|_0^{2\pi}}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

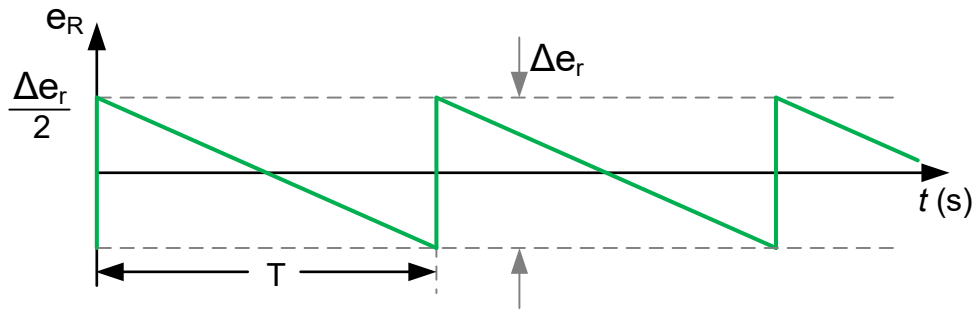
$$V_{eff} = \sqrt{\frac{{V_{max}}^2}{2}}$$

$$\boxed{V_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{max} \cong 0{,}707 \cdot V_{max}}$$

Annexe B

Le calcul de la valeur efficace d'une tension triangulaire

Soit la tension triangulaire suivante :



La valeur instantanée de la tension est :

$$e = \frac{\Delta(e_r)}{2} - \alpha \cdot t$$

α désigne la pente :

$$\alpha = \frac{\Delta(e_r)}{T}$$

Par définition, la valeur efficace d'une tension périodique est :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T {e^2}_{(t)}\, dt}$$

Dans le cas de la tension d'ondulation, nous avons,

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T/2}\int_0^{T/2}\left(\frac{\Delta(e_r)}{2} - \alpha \cdot t\right)^2 dt}$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T/2}\int_0^{T/2}\left(\frac{\Delta(e_r)^2}{4} - \alpha \cdot t \cdot \Delta(e_r) + \alpha^2 \cdot t^2\right) dt}$$

Après intégration, nous obtenons,

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T/2}\left[\frac{\Delta(e_r)^2 \cdot t}{4} - \frac{\alpha \cdot \Delta(e_r) \cdot t^2}{2} + \frac{\alpha^2 \cdot t^3}{3}\right]\Bigg|_0^{T/2}}$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T/2}\left[\frac{\Delta(e_r)^2 \cdot (T/2)}{4} - \frac{\alpha \cdot \Delta(e_r) \cdot (T/2)^2}{2} + \frac{\alpha^2 \cdot (T/2)^3}{3}\right]}$$

$$V_{eff} = \sqrt{\left[\frac{\Delta(e_r)^2}{4} - \frac{\alpha \cdot \Delta(e_r) \cdot T}{4} + \frac{\alpha^2 \cdot (T/2)^2}{3}\right]}$$

En substituant α par sa valeur, nous avons,

$$V_{eff} = \sqrt{\left[\frac{\Delta(e_r)^2}{4} - \frac{\Delta(e_r)}{T} \cdot \frac{\Delta(e_r) \cdot T}{4} + \frac{\Delta(e_r)^2}{T^2} \cdot \frac{T^2/4}{3}\right]}$$

$$V_{eff} = \sqrt{\left[\frac{\Delta(e_r)^2}{4} - \frac{\Delta(e_r)^2}{4} + \frac{\Delta(e_r)^2}{T^2} \cdot \frac{T^2/4}{3}\right]}$$

$$V_{eff} = \sqrt{\left[\frac{\Delta(e_r)^2}{4\ x\ 3}\right]}$$

Finalement, la valeur efficace de la tension d'ondulation de forme triangulaire est donc :

$$\boxed{V_{eff} = \frac{\Delta(e_r)}{2\sqrt{3}}}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Annexe C

Système d'équation pour un JFET en polarisation automatique

Dans un circuit de polarisation automatique, le courant de drain dépend de V_{GS}. La tension V_{GS} est déterminée par la tension de la source (V_S), qui elle est déterminée par la tension aux bornes de R_S qui est à son tour déterminée par le courant de drain. On est en présence d'un système de deux équations.

$$I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2$$

Équation 1 Courant de drain selon les caractéristiques intrinsèques du JFET.

$$I_D = \frac{-V_{GS}}{R_S}$$

Équation 2 Courant de drain selon les caractéristiques du circuit de polarisation du JFET.

Développons l'Équation 1,

$$I_D = I_{Dss} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right) \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)$$

$$I_D = I_{Dss} \cdot \left[1 - \frac{2 \cdot V_{GS}}{V_{GSoff}} + \left(\frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2\right]$$

$$I_D = I_{Dss} - \frac{2 \cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}} \cdot V_{GS} + \frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2} \cdot (V_{GS})^2$$

$$\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right) \cdot {V_{GS}}^2 + \left(\frac{-2 \cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right) \cdot V_{GS} + I_{Dss} - I_D = 0$$

En substituant l'Équation 2, on obtient :

$$\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right) \cdot {V_{GS}}^2 + \left(\frac{-2 \cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right) \cdot V_{GS} + I_{Dss} - \left(-\frac{V_{GS}}{R_S}\right) = 0$$

Simplifions,

$$\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right)\cdot {V_{GS}}^2+\left(\frac{1}{R_S}-\frac{2\cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right)\cdot V_{GS}+(I_{Dss})=0$$

Nous obtenons une équation du second degré de la forme générale,

$$a\cdot x^2+\mathrm{b}\cdot \mathrm{x}+\mathrm{c}=0$$

Qui peut se résoudre avec la formule quadratique,

$$x=\frac{-b\pm\sqrt{b^2-4ac}}{2a}$$

Posons les coefficients suivants,

$$\underbrace{\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right)}_{a}\cdot {V_{GS}}^2+\underbrace{\left(\frac{1}{R_S}-\frac{2\cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right)}_{b}\cdot V_{GS}+\underbrace{(I_{Dss})}_{c}=0$$

Donc,

$$\boxed{a=\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right)}$$

$$\boxed{b=\left(\frac{1}{R_S}-\frac{2\cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right)}$$

$$\boxed{c=(I_{Dss})}$$

Il ne reste qu'à résoudre l'équation quadratique en déterminant au préalable les valeurs de tous les coefficients.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Annexe D

Système d'équation pour un JFET en polarisation par diviseur de tension

Dans un circuit de polarisation par diviseur de tension, le courant de drain dépend de V_{GS}. La tension V_{GS} est déterminée par la tension de la source (V_S), qui elle est déterminée par la tension aux bornes de R_S qui est à son tour déterminée par le courant de drain. On est en présence d'un système de deux équations.

$$\boxed{I_D = I_{Dss}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2}$$

Équation 3 Courant de drain selon les caractéristiques intrinsèques du JFET.

$$\boxed{I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S}}$$

Équation 4 Courant de drain selon les caractéristiques du circuit de polarisation du JFET.

Développons l'**Équation** 3,

$$I_D = I_{Dss} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right) \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)$$

$$I_D = I_{Dss} \cdot \left[1 - \frac{2 \cdot V_{GS}}{V_{GSoff}} + \left(\frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2\right]$$

$$I_D = I_{Dss} - \frac{2 \cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}} \cdot V_{GS} + \frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2} \cdot (V_{GS})^2$$

$$\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right) \cdot {V_{GS}}^2 + \left(\frac{-2 \cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right) \cdot V_{GS} + I_{Dss} - I_D = 0$$

En substituant l'Équation 4

$$\boxed{\mathrm{I_D} = \frac{\text{-}\mathrm{V_{GS}}}{\mathrm{R_S}}}$$

Équation 2, on obtient :

$$\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right) \cdot {V_{GS}}^2 + \left(\frac{-2 \cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right) \cdot V_{GS} + I_{Dss} - \left(\frac{V_G}{R_S} - \frac{V_{GS}}{R_S}\right) = 0$$

Simplifions,

$$\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right)\cdot {V_{GS}}^2+\left(\frac{1}{R_S}-\frac{2\cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right)\cdot V_{GS}+\left(I_{Dss}-\frac{V_G}{R_S}\right)=0$$

Nous obtenons une équation du second degré de la forme générale,

$$a\cdot x^2+\mathrm{b}\cdot \mathrm{x}+\mathrm{c}=0$$

Qui peut se résoudre avec la formule quadratique,

$$x=\frac{-b\pm\sqrt{b^2-4ac}}{2a}$$

Posons les coefficients suivants,

$$\underbrace{\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right)}_{a}\cdot {V_{GS}}^2+\underbrace{\left(\frac{1}{R_S}-\frac{2\cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right)}_{b}\cdot V_{GS}+\underbrace{\left(I_{Dss}-\frac{V_G}{R_S}\right)}_{c}=0$$

Donc,

$$\boxed{a=\left(\frac{I_{Dss}}{{V_{GSoff}}^2}\right)}$$

$$\boxed{b=\left(\frac{1}{R_S}-\frac{2\cdot I_{Dss}}{V_{GSoff}}\right)}$$

$$\boxed{c=\left(I_{Dss}-\frac{V_G}{R_S}\right)}$$

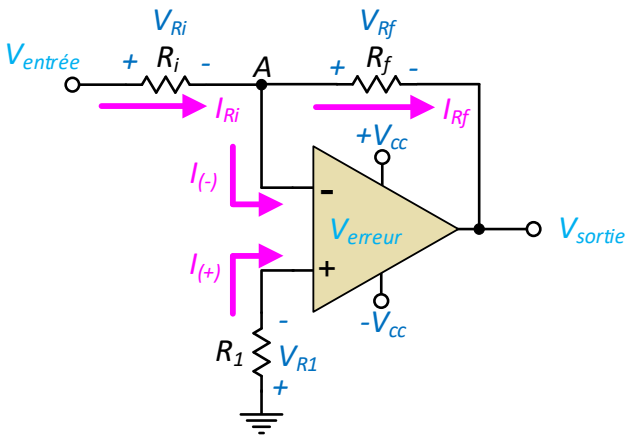
Il ne reste qu'à résoudre l'équation quadratique en déterminant au préalable les valeurs de tous les coefficients.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Annexe E

Influence des courants de polarisation dans un amplificateur opérationnel

Prenons l'exemple d'un montage inverseur avec ampli-op réel.



Hypothèse :

Seules les imperfections de courant sont considérées, et nous considérons toujours :

$$V_{erreur} = V_{(+)} - V_{(+)} = 0\ V$$

Analyse

Pour les tensions, on a,

$$V_{Ri} = v_e - V_A = I_{Ri} \cdot R_i \qquad \textbf{Équation 5}$$

$$V_{Rf} = V_A - v_S = I_{Rf} \cdot R_f \qquad \textbf{Équation 6}$$

$$V_A = -V_{R1} = I_{(+)} \cdot R_1 \qquad \textbf{Équation 7}$$

Développons,

$$I_{Ri} = \frac{V_{Ri}}{R_i} = \frac{v_e - V_A}{R_i} = \frac{v_e - I_{(+)} \cdot R_1}{R_i} \qquad \textbf{Équation 8}$$

$$I_{Rf} = \frac{V_{Rf}}{R_f} = \frac{V_A - v_S}{R_f} = \frac{-I_{(+)} \cdot R_1 - v_S}{R_f} \qquad \textbf{Équation 9}$$

Au nœud A, nous avons,

$$I_{Ri} = I_{Rf} + I_{(-)} \qquad \textbf{Équation 10}$$

$$\boxed{\frac{v_e - I_{(+)} \cdot R_1}{R_i} = \frac{-I_{(+)} \cdot R_1 - v_S}{R_f} + I_{(-)}} \qquad \textbf{Équation 11}$$

Cette équation va nous permettre de voir comment les courants des entrées $I_{(+)}$ et $I_{(-)}$ modifient le comportement de l'ampli-op idéal.

Trouvons la tension de sortie, v_S, à partir de l'équation 11.

$$\frac{v_S}{R_f} = -\frac{v_e}{R_i} - \frac{R_1 \cdot I_{(+)}}{R_i} - \frac{R_1 \cdot I_{(+)}}{R_f} + I_{(-)}$$

Équation 12

Donc,

$$v_s = \underbrace{-\frac{R_f}{R_i} \cdot v_e}_{\substack{Relation\ de\ l'inverseur \\ avec\ ampli-op\ idéal}} \underbrace{- R_1 R_f \cdot I_{(+)} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_f}\right) + R_f \cdot I_{(-)}}_{\substack{\text{Perturbations causées par} \\ \text{les imperfections des courants}}}$$

Équation 13

Comment faire pour diminuer ou éliminer les imperfections de courant ? C'est le rôle de la résistance R_1. L'idée est d'annuler la partie droite de l'équation 13.

$$\boldsymbol{R_f \cdot I_{(-)} - R_1 R_f \cdot I_{(+)} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_f}\right) = 0} \qquad \textbf{Équation 14}$$

$$\boldsymbol{I_{(-)} = R_1 \cdot I_{(+)} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_f}\right)} \qquad \textbf{Équation 15}$$

Pour annuler les termes, il faut que $I_{(+)} = I_{(-)}$, donc,

$$\frac{1}{R_1} = \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_f}\right) \qquad \textbf{Équation 16}$$

On remarque que la résistance R_1 doit être égale à

$$R_1 = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_f}\right)} = R_i \parallel R_f \qquad \textbf{Équation 17}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Lorsque $R_1 = R_i \parallel R_f$,

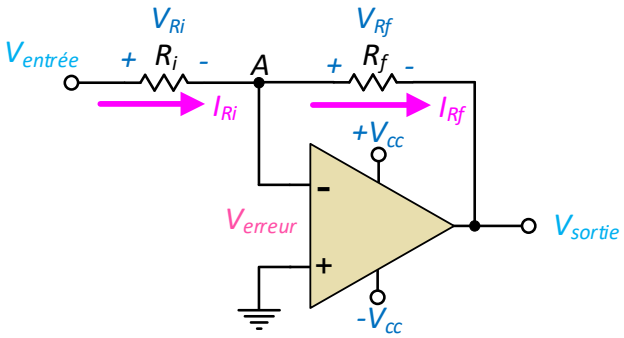
$$\frac{v_e - I_{(+)} \cdot R_1}{R_i} = \frac{-I_{(+)} \cdot R_1 - v_S}{R_f} + I_{(-)}$$ **Équation 11**

La partie de droite de l'équation 13 sera égale à zéro, annulant l'effet des courants afin d'avoir un montage inverseur avec un ampli-op idéal.

Annexe F

Influence de la tension de décalage dans un amplificateur opérationnel

Prenons l'exemple d'un montage inverseur avec ampli-op réel.



Hypothèse :

On néglige les courants de polarisation et de décalage.

De plus,

$$V_{erreur} = V_{(+)} - V_{(-)} \neq 0\ V$$

Posons,

$$V_{erreur} = \varepsilon$$

Analyse

Pour les tensions,

$$V_A = V_{(-)} \quad \text{et} \quad V_{(+)} = 0\ V\ (masse)$$

Or

$$\varepsilon = V_{(+)} - V_{(-)}$$

Donc

$$V_A = -\varepsilon$$

Pour le courant,

$$I = I_{Ri} = I_{Rf}$$

Alors,

$$\frac{v_e - V_A}{R_i} = \frac{V_A - v_S}{R_f}$$

Par conséquent,

$$v_s = -\frac{R_f}{R_i} \cdot v_e + \frac{R_f}{R_i} \cdot V_A + V_A$$

$$v_s = -\frac{R_f}{R_i} \cdot v_e + V_A \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right)$$

Par substitution, de V_A par - ε

$$v_s = \underbrace{-\frac{R_f}{R_i} \cdot v_e}_{\substack{Relation\ de\ l'inverseur \\ avec\ ampli-op\ idéal}} - \underbrace{\varepsilon \cdot \left(1 - \frac{R_f}{R_i}\right)}_{\substack{\text{Perturbations causées par} \\ \text{l'imperfection de la tension}}}$$

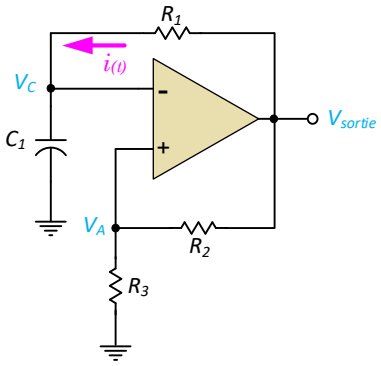
où $$\varepsilon = V_{(+)} - V_{(-)}$$

Comment compenser l'effet de la tension de décalage ? Avec un circuit extérieur ou un amplificateur de meilleure qualité.

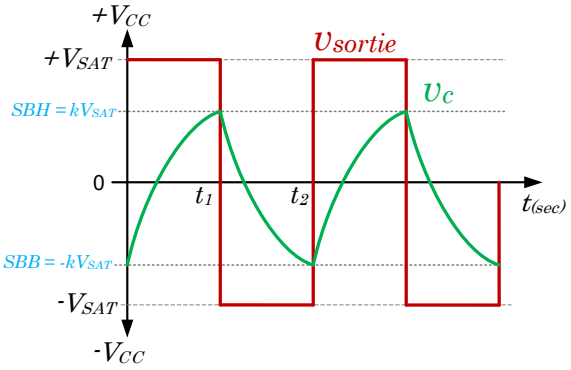
© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Annexe G

Calcul de la période de l'oscillateur à relaxation



a) Circuit oscillateur



b) Signaux d'entrée et de sortie

Définissons la tension V_A,

$$V_A = V_{Sortie}\left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right)$$

soit

$$k = \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right)$$

La tension d'erreur du montage est :

$$V_{erreur(t)} = V_{(+)} - V_{(-)} = V_A - V_{C(t)}$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par,

$$V_{C(t)} = V_{S(t)} - V_{R1(t)} + V_{S(t)} = V_{S(t)} - R_1 \cdot i_{(t)}$$

Or

$$i_{(t)} = C_1 \frac{dV_C}{dt}$$

Alors

$$V_{C(t)} = V_{S(t)} - R_1 \cdot C_1 \frac{dV_C}{dt}$$

La tension de sortie de l'ampli-op est donc,

$$V_{S(t)} = V_{C(t)} + R_1 \cdot C_1 \frac{dV_C}{dt}$$

Où $$\tau = R_1 \cdot C_1$$

- Pour la demi-période de l'onde où $t \in [0 \ \ t_1]$ soit $V_{erreur} > 0$, on a $V_S = +V_{SAT}$

Alors la tension d'erreur est,

$$\boxed{V_{erreur(t)} = +V_{SAT} \cdot k - V_{C(t)}}$$

Pendant l'intervalle $[0 \ \ t_1]$, le condensateur se charge alors à travers la résistance R_1 avec une constante de temps $\tau = R_1 \cdot C_1$, la tension V_C à ses bornes augmente et lorsqu'elle atteint la valeur $+V_{SAT} \cdot k$ à l'instant t_1, la tension d'erreur tend à être négative et par conséquent, V_C bascule à $-V_{SAT}$.

Trouvons l'équation de charge du condensateur,

$$V_{S(t)} = +\boldsymbol{V_{SAT}} = V_{C(t)} + \tau \frac{dV_C}{dt}$$

Donc,

$$V_{C(t)} = +V_{SAT} + A \cdot e^{-t/\tau}$$

Définissons le coefficient « A »,

Selon le graphique, à $t = 0$, $V_C = -V_{SAT} \cdot k$, alors

$$V_{C(0)} = +V_{SAT} + A \cdot e^{-0/\tau} = -V_{SAT} \cdot k$$

Alors,

$$A = \ -V_{SAT} \cdot (1 + k)$$

Remplaçons le coefficient « A » dans l'équation de $V_{C(t)}$,

$$V_{C(t)} = +V_{SAT} - V_{SAT} \cdot (1 + k) \cdot e^{-t/\tau}$$

Nous obtenons l'équation de la ***charge du condensateur***,

$$\boxed{V_{C(t)} = +V_{SAT} \cdot \left[1 - (1 + k) \cdot e^{-t/\tau}\right]}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

- Pour la demi-période de l'onde où $t \in [t_1 \ \ t_2]$ soit $V_{erreur} < 0$, on a $V_S = -V_{SAT}$

Alors la tension d'erreur est,

$$\boxed{V_{erreur(t)} = -V_{SAT} \cdot k - V_{C(t)}}$$

Pendant l'intervalle $[t_1 \ \ t_2]$, le condensateur se décharge dans la résistance R_1 avec la même constante de temps $\tau = R_1 \cdot C_1$, la tension V_C à ses bornes diminue et lorsqu'elle atteint la valeur $-V_{SAT} \cdot k$ à l'instant t_2, la tension d'erreur tend à être positive et par conséquent, V_C bascule à $+V_{SAT}$.

Procédons de la même manière pour trouver l'équation de décharge du condensateur,

$$V_{S(t)} = -\boldsymbol{V_{SAT}} = V_{C(t)} + \tau \frac{dV_C}{dt}$$

Donc,

$$V_{C(t)} = -V_{SAT} + B \cdot e^{-t/\tau}$$

Définissons le coefficient « B »,

Selon le graphique, à $t = t_1$, $V_C = +V_{SAT} \cdot k$, alors

$$V_{C(t1)} = -V_{SAT} + B \cdot e^{-t_1/\tau} = +V_{SAT} \cdot k$$

Alors,

$$-V_{SAT} + B \cdot e^{-t_1/\tau} = +V_{SAT} \cdot k$$

$$B \cdot e^{-t_1/\tau} = V_{SAT} + V_{SAT} \cdot k$$

$$B = \frac{V_{SAT} \cdot (1 + k)}{e^{-t_1/\tau}}$$

Nous savons que $e^{-a} = 1/e^a$, par conséquent,

$$B = V_{SAT} \cdot (1 + k) \cdot e^{t_1/\tau}$$

Remplaçons le coefficient « B » dans l'équation de $V_{C(t)}$,

$$V_{C(t)} = -V_{SAT} + \left[V_{SAT} \cdot (1 + k) \cdot e^{t_1/\tau}\right] \cdot e^{-t/\tau}$$

$$V_{C(t)} = -V_{SAT} + \left[1 - (1 + k) \cdot e^{t_1/\tau} \cdot e^{-t/\tau}\right]$$

Posons, $a = t_1/\tau$ et $b = t/\tau$

$$e^{a} \cdot e^{-b} = \frac{e^{a}}{e^{b}} = e^{a-b} = e^{(t_1/\tau)-(t/\tau)} = e^{(t_1-t)/\tau} = e^{-(t-t_1)/\tau}$$

Finalement, nous obtenons l'équation de la ***décharge du condensateur***,

$$\boxed{V_{C(t)} = -V_{SAT} \cdot \left[1 - (1+k) \cdot e^{-(t-t_1)/\tau}\right]}$$

Calculons la période T du signal de sortie

Pour le demi-cycle $[0 \;\; t_1]$ (phase de charge du condensateur où $t = t_1$ et $V_{S(t1)} = +V_{SAT} \cdot k$,

$$V_{C(t_1)} = +V_{SAT} \cdot \left[1 - (1+k) \cdot e^{-t_1/\tau}\right] = +V_{SAT} \cdot k$$

$$\frac{+V_{SAT} \cdot k}{+V_{SAT}} = 1 - (1+k) \cdot e^{-t_1/\tau}$$

$$(1+k) \cdot e^{-t_1/\tau} = (1-k)$$

$$\frac{(1+k)}{(1-k)} = \frac{1}{e^{-t_1/\tau}} = e^{t_1/\tau}$$

La demi-période de l'onde $[0 \; t_1]$ est donné par la formule suivante :

$$\boxed{t_1 = R_1 C_1 \cdot ln\left[\frac{(1+k)}{(1-k)}\right]}$$

Pour le demi-cycle $[t_1 \;\; t_2]$ (phase de décharge du condensateur où $t = t_2$ et $V_{S(t2)} = -V_{SAT} \cdot k$,

$$V_{C(t_1)} = -V_{SAT} \cdot \left[1 - (1+k) \cdot e^{-(t_2-t_1)/\tau}\right] = -V_{SAT} \cdot k$$

$$\frac{-V_{SAT} \cdot k}{-V_{SAT}} = 1 - (1+k) \cdot e^{-(t_2-t_1)/\tau}$$

$$(1+k) \cdot e^{-(t_2-t_1)/\tau} = (1-k)$$

$$\frac{(1+k)}{(1-k)} = \frac{1}{e^{-(t_2-t_1)/\tau}} = e^{(t_2-t_1)/\tau}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

La demi-période de l'onde [t_1 t_2] est donné par la formule suivante :

$$\boxed{t_2 - t_1 = 2 \cdot R_1 C_1 \cdot ln\left[\frac{(1+k)}{(1-k)}\right]}$$

La période de l'onde est donnée par :

$$T = t_1 + t_2 = t_1 + (t_2 - t_1) = t_2 = 2 \cdot t_1$$

alors,

$$T = 2 \cdot \ R_1 C_1 \cdot ln\left[\frac{(1+k)}{(1-k)}\right]$$

Développons (1+k) et (1-k),

$$(1+k) = \left(1 + \frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) = \frac{R_2 + R_3 + R_3}{(R_2 + R_3)} = \frac{R_2 + 2 \cdot R_3}{(R_2 + R_3)}$$

$$(1-k) = \left(1 - \frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) = \frac{R_2 + R_3 - R_3}{(R_2 + R_3)} = \frac{R_2}{(R_2 + R_3)}$$

$$\frac{(1+k)}{(1-k)} = \frac{\frac{R_2 + 2 \cdot R_3}{(R_2 + R_3)}}{\frac{R_2}{(R_2 + R_3)}} = \frac{R_2 + 2 \cdot R_3}{R_2} = \left(\frac{2 \cdot R_3}{R_2} + 1\right)$$

Finalement, la période de l'onde est :

$$\boxed{T = 2 \cdot R_1 C_1 \cdot ln\left(\frac{2 \cdot R_3}{R_2} + 1\right)}$$

Le rapport cyclique est :

$$R.C. = \frac{t_1}{T} \text{ et } T = 2 \cdot t_1$$

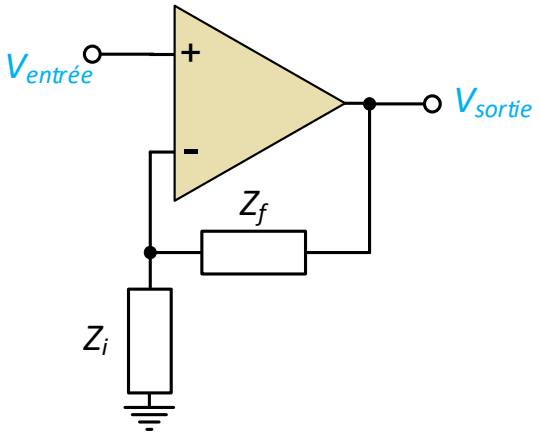
Alors

$$\boxed{R.C. = \frac{t_1}{2 \cdot t_1} = \frac{1}{2} = 0{,}5 \ (ou\ 50\%)}$$

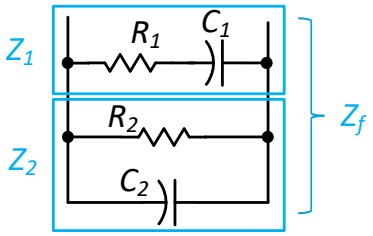
Annexe H

Calcul du gain du correcteur RIAA

Le circuit équivalent du correcteur RIAA est le suivant :



Analysons le circuit suivant pour déterminer l'équation de l'impédance Z_f.



Où : $\boldsymbol{Z}_{C1} = -j\frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{j\omega C_1}$ et $\boldsymbol{Z}_{C2} = -j\frac{1}{\omega C_2} = \frac{1}{j\omega C_2}$

L'impédance $\boldsymbol{Z}_1$ est :

$$\boldsymbol{Z}_1 = \boldsymbol{Z}_{R1} + \boldsymbol{Z}_{C1}$$

L'impédance $\boldsymbol{Z}_2$ est :

$$\boldsymbol{Z}_2 = \boldsymbol{Z}_{R2} \parallel \boldsymbol{Z}_{C2}$$

Donc,

$$\boldsymbol{Z}_2 = \frac{\boldsymbol{Z}_{R2} \cdot \boldsymbol{Z}_{C2}}{\boldsymbol{Z}_{R2} + \boldsymbol{Z}_{C2}}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Finalement,

$$\boldsymbol{Z}_f = \boldsymbol{Z}_1 \parallel \boldsymbol{Z}_2$$

Déterminons, l'impédance $\boldsymbol{Z}_1$

$$\boldsymbol{Z}_1 = \boldsymbol{Z}_{R1} + \boldsymbol{Z}_{C1} = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$$

Et

$$\boxed{\boldsymbol{Z}_1 = \left(\frac{1 + j\omega R_1 C_1}{j\omega C_1}\right)}$$

Déterminons, l'impédance $\boldsymbol{Z}_2$

$$\boldsymbol{Z}_2 = \frac{R_2 \cdot {}^{1}/_{j\omega C_2}}{R_2 + {}^{1}/_{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{(j\omega R_2 C_2 + 1)} \cdot \frac{{}^{1}/_{j\omega C_2}}{{}^{1}/_{j\omega C_2}}$$

Alors,

$$\boxed{\boldsymbol{Z}_2 = \frac{R_2}{(1 + j\omega R_2 C_2)}}$$

Maintenant, l'impédance $\boldsymbol{Z}_f$

$$\boldsymbol{Z}_f = \frac{\left(\frac{1 + j\omega R_1 C_1}{j\omega C_1}\right) \cdot \frac{R_2}{(1 + j\omega R_2 C_2)}}{\left(\frac{1 + j\omega R_1 C_1}{j\omega C_1}\right) + \frac{R_2}{(1 + j\omega R_2 C_2)}}$$

Développons,

$$\boldsymbol{Z}_f = \frac{\frac{R_2}{j\omega C_1} \cdot \frac{(1 + j\omega R_1 C_1)}{(1 + j\omega R_2 C_2)}}{\left(\frac{1 + j\omega R_1 C_1}{j\omega C_1}\right) + \frac{R_2}{(1 + j\omega R_2 C_2)}}$$

Posons *B* comme le dénominateur

$$B = \frac{(1 + j\omega R_1 C_1) \cdot (1 + j\omega R_2 C_2) + R_2(j\omega C_1)}{(j\omega C_1) \cdot (1 + j\omega R_2 C_2)}$$

Inversons *B*,

$$\frac{1}{B} = \frac{(j\omega C_1)\cdot(1+j\omega R_2 C_2)}{(1+j\omega R_1 C_1)\cdot(1+j\omega R_2 C_2)+R_2(j\omega C_1)}$$

Reprenons l'équation de l'impédance $\boldsymbol{Z}_f$

$$\boldsymbol{Z}_f = \frac{\frac{R_2}{j\omega C_1}\cdot\frac{(1+j\omega R_1 C_1)}{(1+j\omega R_2 C_2)}}{B}$$

Par mise en évidence,

$$\boldsymbol{Z}_f = R_2\cdot(1+j\omega R_1 C_1)\cdot\left[\frac{\frac{1}{(j\omega C_1)\cdot(1+j\omega R_2 C_2)}}{B}\right]$$

Donc,

$$\boldsymbol{Z}_f = R_2\cdot(1+j\omega R_1 C_1)\cdot\left(\frac{1}{(j\omega C_1)\cdot(1+j\omega R_2 C_2)}\right)\cdot\left(\frac{1}{B}\right)$$

Substituons le terme 1/B par l'équation calculée précédemment.

$$\boldsymbol{Z}_f = R_2\cdot(1+j\omega R_1 C_1)\cdot\left(\frac{1}{\cancel{(j\omega C_1)\cdot(1+j\omega R_2 C_2)}}\right)\cdot\left(\frac{\cancel{(j\omega C_1)\cdot(1+j\omega R_2 C_2)}}{(1+j\omega R_1 C_1)\cdot(1+j\omega R_2 C_2)+R_2(j\omega C_1)}\right)$$

$$\boxed{\boldsymbol{Z}_f = \frac{R_2\cdot(1+j\omega R_1 C_1)}{(1+j\omega R_1 C_1)\cdot(1+j\omega R_2 C_2)+(j\omega R_2 C_1)}}$$

Où nous pouvons définir deux fréquences importantes pour le correcteur :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad \text{et} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

Finalement, le gain de l'amplificateur est donné par,

$$\boxed{A_V = \frac{\boldsymbol{Z}_f}{R_i} + 1}$$

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Réponses aux exercices

Chapitre 1

Question 1.1	V	**Question 1.2**	F	**Question 1.3**	V	**Question 1.4**	F
Question 1.5	F	**Question 1.6**	F	**Question 1.7**	F	**Question 1.8**	V
Question 1.9	V	**Question 1.10**	F	**Question 1.11**	F	**Question 1.12**	V

Chapitre 2

Question 2.1 [R_S = 90 Ω]; [r_B = 30 Ω]; [R_R = 250 MΩ]

Question 2.2 [9,4 mA]

Question 2.3 [0 mA, car diode polarisée en inverse]

Question 2.4 [1,35 mA]

Question 2.5 [V_{R1} = 9,4 V, I_{R1} = 4,27 mA]; [V_{R2} = 0,6 V, I_{R2} = 60 uA]

Question 2.6 [I_{R1} = 1,19 mA]; [I_{R2} = 1,19 mA]

Question 2.7 [9,7 mA]

Question 2.8 [I_{D1} = I_{D2} = 1,57 mA]; [V_{Sortie} = 6,28 V]

Question 2.9 [I_1 = 3,36 mA]; [I_2 = 181,82 uA]; [I_3 = 3,17 mA]

Question 2.10 [I_{D1} = 626,67 uA]

Chapitre 3

Question 3.1 [2,4 kΩ]

Question 3.2 [8,79 mA]

Question 3.3 [0 A]

Question 3.4 [R_1 = 526,67 Ω]; [R_2 = 405 Ω]; [R_3 = 304 Ω]; [I_T = 60 mA]

Question 3.5 a) [666,5 mW] b) [11,95 V] c) [±90 mV]

Question 3.6 [5,7 V]

Question 3.7 [11,4 V]

Question 3.8 [14,5 mA]; [73,95 mW]

Question 3.9 [V_{R2} = 6,8 V]; [I_T = 19,26 mA]; [I_Z = 5,93 mA]; [P_Z = 40,3 mW]

Question 3.10 [V_{R2} = 40 V]; [I_T = 3,33 mA]; [P_Z = 0 W]

Chapitre 4

Question 4.1 a) [50,91 V] b) [16,01 V] c) [60 Hz] d) [50,91 V]

Question 4.2 En toute sécurité la diode c) 1N4002 et à la limite la diode d) 1N1183

Question 4.3 a) [15,82 V] b) [120 Hz] d) [50,31 V]

Question 4.4 En toute sécurité la diode c) 1N4002 et à la limite la diode d) 1N1183

Question 4.5 a) [55,37 V] b) [35,25 V] c) [120 Hz] d) [55,37 V]

Question 4.6 Aucune diode

Question 4.7 a) [20,51 V] b) [85,47 mA] c) [22,63 V] d) [874,9 mV] e) [4,27%] f) [7,39%]

Question 4.8 a) [7,71 V] b) [3,85 mA] c) [8,31 V] d) [9,25 mV] e) [0,12%] f) [0,21%]

Question 4.9 [C = 601,41 uF]

Question 4.10 a) [4811,25 uF] b) [13,32 $V_{crête}$] c) [9,84 V_{rms}] d) [1,73%] e) [125 mV_{rms}]; [2,5 mA_{rms}] f) [353,55 $mV_{crête\text{-}à\text{-}crête}$]

Chapitre 5

Question 5.1 βcc = 175 et I_E = 13,2 mA

Question 5.2 I_B = 20 µA et I_C = 5 mA

Question 5.3 I_C = 1,5 mA et I_E = 1,51 mA

Question 5.4 I_B = 263 µA et I_C = 19,7 mA

Question 5.5 I_{BT2} = 1 A, I_{ET2} = 11 A, I_{ET1} = 1 A, I_{BT1} = 19,6 mA et I_{CT1} = 980 mA

Question 5.6 I_{BT2} = 19,6 mA, I_{CT2} = 980 mA, I_{ET1} = 19,6 mA, I_{BT1} = 194 µA, I_{CT1} = 19,4 mA et I_T = 999,4 mA

Question 5.7 I_{CT1} = 1 mA, I_{ET1} = 1,01 mA, I_{BT2} = 1 mA, I_{CT2} = 50 mA, I_{ET2} = 51 mA et I_T = 51,01 mA

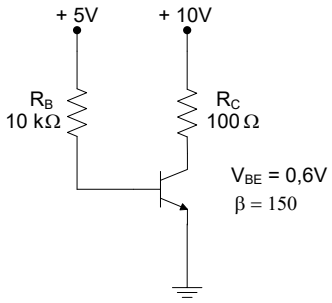
Question 5.8 [625 mW]

Question 5.9 [425 mW]

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Chapitre 6

Question 6.1 a)



a) [440µA] c) [66mA] d) [66,44mA] e) [3,4V] f) [2,8V]

Question 6.2 a) [103µA] b) [15,45mA] c) [15,56mA] d) [+7,83V] e) [+7,23V]

Question 6.3 a) [9,4µA] b) [2,82mA] c) [4,36V] d) [12,3mW]

Question 6.4

Solution approximative :

a) [1,68V]
a) [1.08V]
b) [490µA]
c) [9,22V]
d) [8,14V]

Solution précise :

a) [1,62V]
b) [1.02V]
c) [460µA]
d) [9,88V]
e) [8,86V]

Question 6.5 V_{CE} = 8,13V

Question 6.6 a) [-1,8V] b) [-1,2V] c) [-5,68V] d) [+4,48V]

Question 6.7 a) [+8,197 V] b) [+8,797 V] c) [+4,332 V] d) [+4,465 V]

Question 6.8 a) [930 µA] b) [6,159 µA] c) [923,84 µA] d) [5,66 V] e) [6,36 V]

Question 6.9 a) [210,91] b) [0,995] c) [1,758 mA] d) [-1,739 V]

Question 6.10 Q_1 : (I_C = 1mA, V_{CE} = 9V) Q_2 : (I_C = 3,5mA, V_{CE} = 6,5V) Q_3 : (I_C = 6mA, V_{CE} = 4V) V_{CEcoup} = 10V et I_{Csat} = 9,8mA

Question 6.11 a) [22,14µA] b) [2,236mA] c) [1,118mA] d) [11,78V] e) [23,78V] f) [11,18V]

Question 6.12 a) [5,4V] b) [263µA] c) [70mA] d) [69,73mA]

Question 6.13 a) [11µA] b) [1,65mA] c) [1,661mA] d) [16,35V] e) [16,35V]

Question 6.14 a) [1,832µA] b) [366,3µA] c) [368,1µA] d) [8,168V] e) [8,021V]

Question 6.15

Pour le transistor T_1 :

V_{BT1} = 4,082 V, V_{ET1} = 3,382 V, V_{CT1} = 12,78 V, I_{ET1} = I_{CT1} = 1,537 mA,

Pour le transistor T_2 :

V_{BT2} = 12,78 V, V_{ET2} = 12,08 V, V_{CT2} = +20 V

I_{ET2} = I_{CT2} = 2,156 mA

Question 6.16

Pour le transistor T_1 :

I_{ET1} = 2,248 mA, I_{BT1} = 54,84 µA, I_{CT1} = 2,194 mA, V_{ET1} = 1,529 V,

V_{BT1} = 2,129 V, I_{RC1} = 2,276 mA et V_{CT1} = 4,491V

Pour le transistor T_2 :

V_{BT2} = 4,491 V, V_{ET2} = 3,891 V, I_{ET2} = 8,278 mA, I_{BT2} = 81,962 µA,

I_{CT2} = 8,196 mA et V_{CT2} = 6,427 V

Question 6.17

Pour le transistor T_1 :

V_{BT1} = -9,462 V, V_{ET1} = -8,762 V, V_{CT1} = -11,30 V, I_{ET1} = 18,643 mA, I_{BT1} = 184,59 µA,

I_{CT1} = 18,459 mA,

Pour le transistor T_2 :

V_{BT2} = -9,31 V, V_{ET2} = -8,61 V, V_{CT2} = -10,736 V

I_{ET2} = 28,714 mA, I_{BT2} = 284,3 µA et I_{CT2} = 28,43 mA

Question 6.18

Pour le transistor Q_1 :

V_{BT1} = +4,57V, V_{ET1} = +3,87V, V_{CT1} = +8,74V, I_{ET1} = 1,29mA, I_{BT1} = 12,78µA,

I_{CT1} = 1,28mA, I_{RC1} = 1,252mA

Pour le transistor Q_2 :

V_{BT2} = +8,74V, V_{ET2} = +9,44V, V_{CT2} = +7,43V

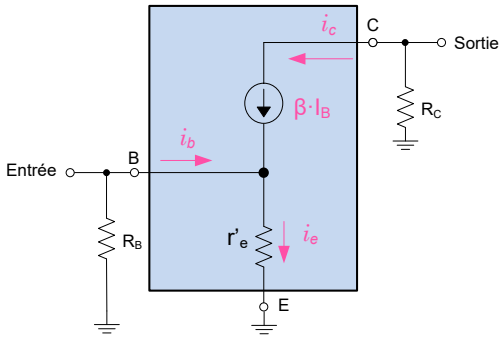
I_{ET2} = 2,78mA, I_{BT2} = 27,53µA, I_{CT2} = 2,75mA et I_{RC2} = 2,75mA

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

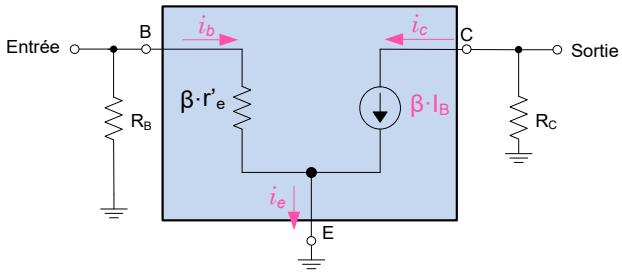
Chapitre 7

Question 7.1 a) [4,31 Ω] b) [-109,0] c) [470 Ω] d) [857,9 Ω]

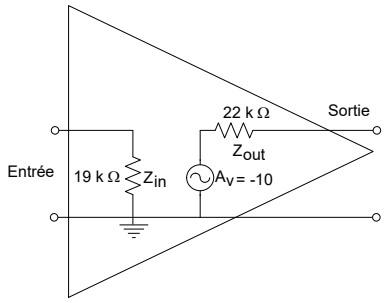
e)



f)



Question 7.2 Z_{in} = 19 kΩ, Z_{out} = 22 kΩ et A_V = -10

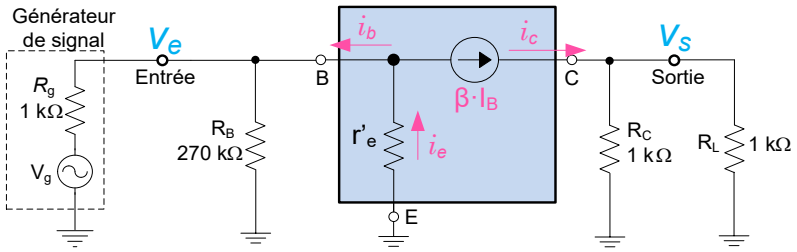


Question 7.3 a) [-15] b) [15k Ω] c) [8,82k Ω]

Question 7.4 Z_{in} = 8,7 kΩ, Z_{out} = 10 kΩ et $A_{V\,TOTAL}$ = -6,2

Question 7.5 a) I_{BQ} = 42,22 µA, I_{CQ} = 2,11 mA, I_{EQ} = 2,15 mA et V_{ECQ} = +9,89 V

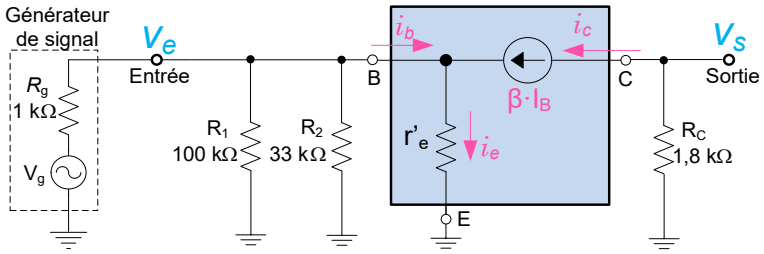
b)



c) Z_{in} = 603,01 Ω d) Z_{out} = 1 kΩ e) V_S = -550,9 mV_{eff}

Question 7.6 a) I_{CQ} = 809,6 µA b) r'_e = 32,11 Ω

c)

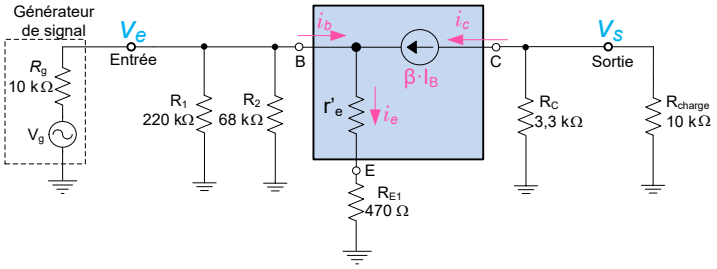


d) $Z_{Entrée}$ = 4,03 kΩ e) Z_{Sortie} = 1,8 kΩ f) $A_{V(ampli)}$ = -56,05 g) A_{VT} = -44,89

h) $V_{g(crête)}$ = 32,47 mV

Question 7.7 a) I_{CQ} = 835,11 µA b) V_{CEQ} = 5,01 V

c)



d) $Z_{Entrée}$ = 30,68 kΩ e) Z_{Sortie} = 2,481 kΩ f) A_{VT} = -3,711

Question 7.8 a) [9,26 kΩ] b) [185,75 Ω] c) [0,838]

Question 7.9 a) [0,984] b) [34,15 kΩ] c) [1,7 kΩ] d) [63,88 mV] (L'analyse statique doit être faite avec la méthode précise, car le bêta du transistor est trop faible.)

Question 7.10 V_{BT1} = 1,43V, V_{ET1} = 830 mV, I_{CT1} = 830 µA, V_{BT2} = 10V, V_{ET2} = 9,4 V, I_{CT2} = 9,4 mA, $Z_{base(T1)}$ = 100 kΩ, $Z_{entrée}$ = 8,5 kΩ, Z_{sortie} =107 Ω et A_V = -12

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 7.11 a) A_{VT} = 21,836 b) $Z_{entrée}$ = 18,33 kΩ c) Z_{sortie} = 150 Ω

Question 7.12 a) A_{VT} = 2,171 b) $Z_{entrée}$ = 30,02 kΩ c) Z_{sortie} = 2,7 kΩ

Chapitre 8

Question 8.1

I_{BT2} = 13,16 mA, I_{ET2} = 986,84 mA, I_{ET1} = 13,16 mA, I_{BT1} = 87,14 µA, I_{CT1} = 13,07 mA et I_T = 2,95 A

Question 8.2

I_{CT1} = 1 mA, I_{ET1} = 51 mA, I_{BT2} = 51 mA, I_{CT2} = 1,27 A, I_{ET2} = 1,33 A et I_T = 1,271 A

Question 8.3

I_{CT1} = 500 µA, I_{ET1} = 520 µA, I_{BT2} = 500 µA, I_{CT2} = 25 mA, I_{ET2} = 25,5 mA et I_T = 25,52 mA

Question 8.4 a) [1,266 V] b) [222 Ω]

Question 8.5 a) [1004,85 Ω] b) [3,51 mA] c) [1,69 mA]

Question 8.6 a) [10V] b) [49 µA] c) [89,8 kΩ]

Question 8.7 a) [4,15 mA] b) [50 V]

Question 8.8 a) [R_C = 500 Ω] b) [R_B = 22 kΩ]

Question 8.9 a) [163 °C] b) [13 °C/W] c) [50 W]

Question 8.10 a) [2 W] b) [0 °C]

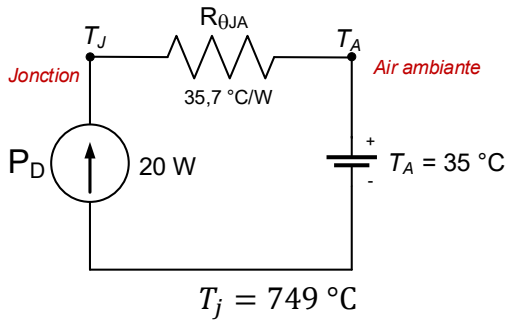
Question 8.11 [1,6 W]

Question 8.12 [13,95 W]

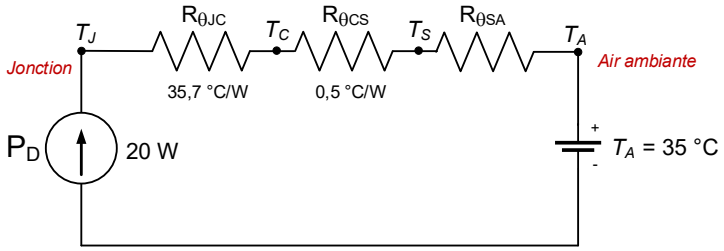
Question 8.13 a) [187,5 W] b) [16,7 W] c) [13,9 W]

Question 8.14

a)



b)



c) [4,25 °C/W] d) [130 °C] e) [3,0 °C/W]

Chapitre 9

Question 9.1 $I_D = 4{,}9$ mA

Question 9.2 $V_{GS} = -1{,}1$ V

Question 9.3 $V_{GS} = -2{,}5$ V, $I_D = 2{,}5$ mA et $V_D = 12{,}5$ V

Question 9.4 $V_{GG} = -1{,}46$ V

Question 9.5 $I_D = 1{,}25$ mA et $V_{GS} = -1{,}25$ V

Question 9.6 $I_D = 3{,}65$ mA, $V_{GS} = -0{,}36$ V, $V_D = 11{,}35$ V, $V_S = 0{,}36$ V et $V_{DS} = 10{,}99$ V

Question 9.7 $R_S = 292{,}89\ \Omega$

Question 9.8 $I_D = -5{,}1$ mA et $V_{GS} = 1{,}98$ V

Question 9.9 $I_D = 851\ \mu$A et $V_{GS} = -1{,}18$ V

Question 9.10 $I_D = 1{,}9$ mA et $V_{GS} = -1{,}5$ V

Question 9.11 $V_S = 6{,}27$ V, $V_D = 8{,}58$ V et $V_{DS} = +2{,}31$ V

Question 9.12 $I_{DQ} = 6{,}05$ mA, $V_{GSQ} = -1{,}112$ V, $V_D = 10{,}04$ V, $V_S = 4{,}11$ V et $V_{DS} = 5{,}93$ V

Le transistor fonctionne en régime appauvrissement.

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 9.13 I_{DQ} = 11,74 mA, V_{GSQ} = 0,417 V, V_D = 5,37 V, V_S = 2,58 V et V_{DS} = 2,79 V

Le transistor fonctionne en régime enrichissement.

Question 9.14 V_{GS} = 3 V, I_D = 5 mA et V_{DS} = 4,0 V

Question 9.15 V_{GS} = 6,67 V, I_D = 1,11 mA et V_{DS} = +35,04 V

Chapitre 10

Question 10.1 a) [6 mA] b) [8 V] c) [1 MΩ] d) [2 kΩ] e) [2 mS] f) [-4,0]

Question 10.2 a) [2,19 mA] b) [3,1 V] c) [10 MΩ] d) [10 kΩ] e) [858 µS] f) [-8,58]

Question 10.3 a) [9,8 mA] b) [10 MΩ] c) [97,89 Ω] d) [4,66 mS] e) [0,456]

Question 10.4 a) [4,92 mS] b) [8,72 MΩ] c) [2,7 kΩ] d) [-2,64]

Question 10.5 a) [645,54 µS] b) [0,68] c) [1 MΩ] d) [1,06 kΩ]

Question 10.6 a) [3 mA] b) [11,9 V] c) [1 MΩ] d) [2,7 kΩ] e) [1,5 mS] f) [-4,05]

Question 10.7 a) [5,4 mS] b) [-9,72] c) [1 MΩ] d) [1,8 kΩ]

Question 10.8 a) [2,6 mS], b) [-17,68] c) [16,67 MΩ] d) [6,8 kΩ]

Question 10.9 a) [4,01 mS] b) [0,828] c) [12,88 MΩ] d) [206,47 Ω]

Question 10.10 A_V = -13,3

Question 10.11 a) [542,4 uS] b) [-1,79] c) [8 MΩ] d) [3,3 kΩ]

Question 10.12 a) [24,75 A] [2,47 V] b) [61,27 W]

Question 10.13 a) [≤6 V] b) [16,5 V] c) [8,24 V]

Question 10.14 a) [10 V, pour V_e = 0V] [6,8 V, pour V_e = 5V] b) [2,81 kΩ]

Question 10.15 [≤2,7 V] [3,44 V] [≥3,74 V]

Chapitre 11

Question 11.1 V_{Sortie} = 10,026 V et $CMRR_{dB}$ = +81,83 dB

Question 11.2 V_{Sortie} = -14,998 V

Question 11.3 A_{Vmc} = 0,71

Question 11.4 a) régime non-linéaire b) $V_{Sortie} = +V_{SAT}$ = +14 V c) I_{R3} = 14 mA

Question 11.5 Av = 11, $Z_{entrée}$ = 42,95 GΩ, Z_{sortie} = 6,68 mΩ et fc = 181,8 kHz

Question 11.6 Av = -25, $Z_{entrée} \approx$ 1 kΩ, $Z_{sortie} \approx$ 82 Ω et fc = 80 kHz

Question 11.7 BP = 100 kHz

Question 11.8 Av = 11, V_{sortie} = 11 $V_{c.-à-c.}$ et $Z_{entrée}$ ≈ 10 kΩ

Question 11.9 Av = 18,44, V_{sortie} = 18,44 $V_{c.-à-c.}$ et $Z_{entrée}$ ≈ 22 kΩ

Question 11.10 Av = -4,68, V_{sortie} = -7,02 V et $Z_{entrée}$ ≈ 47 kΩ

Question 11.11 Av = -17,84 $V_{entrée}$ = -672,53 mV et $Z_{entrée}$ ≈ 51 kΩ

Question 11.12 R_f = 42,96 kΩ

Question 11.13 R_2 = 47 kΩ et R_1 = 10 kΩ

Question 11.14 R_3 = 19 kΩ et R_1 = 47 kΩ

Question 11.15 $V_{crête}$ = 3,18 V

Question 11.16 f_c = 31,89 kHz

Question 11.17 *FPB* = 57,88 kHz et $V_{crête}$ = 6,37 V

Question 11.18 *FPB* = 6,63 kHz

Question 11.19 a) f_c = 100 kHz et f_{max} = 159,15 kHz (*slew rate*)

b) Si on augmente le gain, on abaisse les fréquences limites.

Question 11.20 V_{Sortie} = -6 V

Question 11.21 a) V_A = 0 V b) V_B = 2 V, c) V_{Sortie} = 6 V d) $I_{Sortie\ (op\text{-}amp)}$ = 200 µA, sortant e) Av = -3

Question 11.22 a) V_{Sortie} = 7,5 V b) Av = 5 c) $Z_{entrée}$ ≈ 50 kΩ

Question 11.23 V_1 = -4 V, V_{Sortie} = -8 V et $I_{Sortie\ (op\text{-}amp)}$ = 2 mA, entrant

Question 11.24 $V_{Sortie1}$ = +2 V, $V_{Sortie2}$ = -1,67 V et V_{RL} = 3,67 V

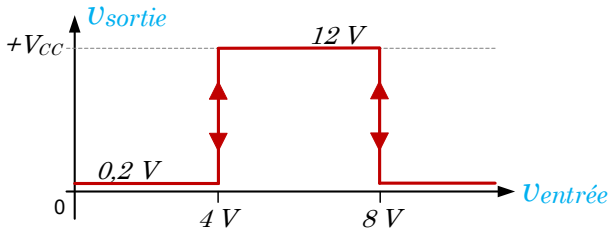
Chapitre 12

Question 12.1 SBH = +4 V et SBB = -4 V

Question 12.2 SBH = +10 V et SBB = -5 V

Question 12.3 $V_{réf\ 1}$ = +4 V et $V_{réf\ 2}$ = +8 V

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.



Question 12.4 SBH = +12 V, SBB = -12 V et f = 14,12 kHz

Question 12.5 SBH = +7,5 V, SBB = -7,5 V et RC = 0,09 (9%)

Question 12.6

a) $V_{S1} = -V_{SAT}$ et $V_{S2} = +V_{SAT}$
b) $V_{S1} = -V_{SAT}$ et $V_{S2} = -V_{SAT}$
c) $V_{S1} = +V_{SAT}$ et $V_{S2} = -V_{SAT}$

Question 12.7 $V_{Sortie} = -6,5$ V

Question 12.8 $V_{Sortie\ \#1} = -9,0$ V et $V_{Sortie\ \#2} = 6,0$ V

Question 12.9 $V_{Sortie} = 6,0$ V

Question 12.10 $V_A = V_B = 1,5$ V et $V_{sortie} = -1,0$ V

Question 12.11 $V_A = V_B = 454,54$ mV et $V_{sortie} = 3$ V

Question 12.12 $A_V = +14,74$ dB, $f_C = 7,23$ kHz et le filtre est un passe-haut actif

Question 12.13 $A_V = +20$ dB, $f_C = 1,59$ kHz et le filtre est un passe-bas actif

Question 12.14 a) $V_{Sortie} = 20,15$ V b) $R_1 = 1,35$ kΩ c) $V_{Sortie\ (op\text{-}amp)} = 20,75$ V d) $I_{Sortie\ (op\text{-}amp)} = 9,80$ mA, sortant e) $P_D = 5,75$ W

Question 12.15 a) $R_2 = 5,9$ kΩ b) $I_{Sortie(max)} = 500$ mA

Question 12.16 $R_4 = 0,8$ Ω

Question 12.17 $I_{Sortie\ (limite)} = 250$ mA à 750 mA

Chapitre 13

Question 13.1 R = 1020 Ω L = 260 mH

Question 13.2 R = 62,8 Ω $R_1 = 31,4$ Ω $R_2 = 31,4$ Ω C = 1000 µF

Question 13.3 R = 100 Ω L = 7,26 mH

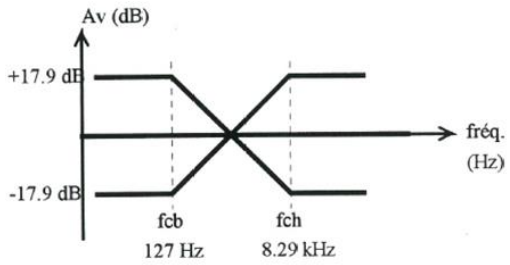
Question 13.4 $R = R_1 = 540$ Ω $C_G = 18,5$ nF

Question 13.5 R = 99 Ω C' = 10,1 µF

Question 13.6 Av_{max} = +12,1 dB, Av_{min} = - 12,1 dB

Question 13.7 a) Vs = 0,0909 V b) Vs = 11 V

Question 13.8



Question 13.9 L = 1,75 H C = 14,5 nF

Question 13.10 a) Av_{max} = +12 dB et Av_{min} = - 12 dB b) R = 1,2 kΩ et L = 733 mH c) 260 Hz d) 4,02 kHz

Question 13.11 a) [+12 dB] b) [-12 dB] c) [+12 dB] d) [-12 dB]

Question 13.12

a) PB : [79,58 Hz]

b)

Cellule	f_o	f_1	f_2
BW1	149,98 Hz	76,16 Hz	295,38 Hz
BW2	636,91 Hz	304,79 Hz	1,33 kHz
BW3	2,56 kHz	1,32 kHz	4,94 kHz

c) PH : [4,82 kHz] d) Av_{max} = +12,107 dB et Av_{min} = - 12,107 dB

Question 13.13

Cellule	f_o	f_1	f_2
Bande #1	28,3 Hz	20 Hz	40 Hz
Bande #2	56,6 Hz	40 Hz	80 Hz
Bande #3	113 Hz	80 Hz	160 Hz
Bande #4	226 Hz	160 Hz	320 Hz
Bande #5	453 Hz	320 Hz	640 Hz
Bande #6	905 Hz	640 Hz	1,28 kHz
Bande #7	1,81 kHz	1,28 kHz	2,56 kHz
Bande #8	3,62 kHz	2,56 kHz	5,12 kHz
Bande #9	7,24 kHz	5,12 kHz	10,24 kHz
Bande #10	14,5 kHz	10,24 kHz	20,48 kHz

Question 13.14 Av_{max} = +20,8 dB

© Claude Théorêt, ing., M.Ing.

Question 13.15

a) [3,51] b) [0,746]

c)

Cellule	f_o	f_1	f_2
Bande #1	56,2 Hz	30 Hz	105 Hz
Bande #2	197 Hz	105 Hz	370 Hz
Bande #3	693 Hz	370 Hz	1,3 kHz
Bande #4	2,43 kHz	1,3 kHz	4,56 kHz
Bande #5	8,54 kHz	4,56 kHz	16 kHz

Chapitre 14

Question 14.1 V_{sortie} = +4 V, $A_V = 1$

Question 14.2 V_{sortie} = -13 V, $A_V = 10$

Question 14.3 V_{sortie} = +2,25 V, $A_V = 1{,}071$

Question 14.4 V_{sortie} = -12 V

Question 14.5

a) V_{sortie} = +20,5 V et V_{sortie} = +1,45 V

b) $V_{sortie\ 1} = -1{,}109\ V$ et $V_{sortie\ 2} = 1{,}209\ V$

Question 14.6 $R_G > 379{,}56\ \Omega$ et $A_V = 11{,}54$